Spedizione in Abbonamento Postale Gruppo III - 15 Dicembre 1964 - Anno IV n. 12

ELETTRONICA MESE

già settimana elettronica

60 PAGINE
L. 200

Una Strenna
per tutti i lettori

knight-kit

COSTRUITE DA SOLI... RISPARMIANDO

Il numero di pagina indicato si riferisce al catalogo generale della FERCO KNIGHT

Transistorizzato

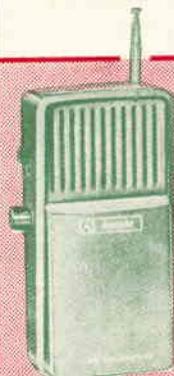
Amplificatore stereo
HI - FI 50 watt KG-60
fuori catalogo

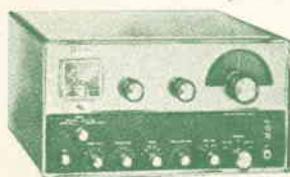
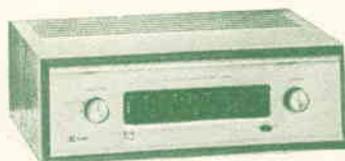
Transistorizzato

Sintonizzatore stereo
multiplex MF MA KG-70
pagina 3

Transistorizzato

HI - FI watt KG-320
Amplificatore stereo
pagina 9

Ricetrasmettitore C-22
banda cittadina
pagina 39

Ricetrasmettitore
portatile C-100
pagina 36

Oscilloscopio
professionale
da 0 a 5 Mc
KG-2000
pagina 48

Trasmettitore 150 W
MA e a tasto T-150
pagina 28

Sintonizzatore stereo
multiplex MF MA KG-50
pagina 11

Ricevitore supereterodina
OC Star Roamer
pagina 26

Ricetrasmettitore
portatile
1 watt KG-4000
pagina 38

FERCO S.P.A.

Milano - Via Ferdinando di Savoia, 2

Telefoni 653.112-653.106

Strenna Natalizia

Solo per il mese di dicembre 1964, e fino al 15 gennaio 1965, a chi acquisterà l'apparato Wireless - SET - 68P, saranno aggiunte, oltre tutto il materiale elencato nella pubblicità effettuata su questa rivista e precisamente sul n. 11 di novembre 1964, N. 10 valvole termoioniche nuove ARP12.

ALIMENTATORI PER STADIO FINALE (vedi fotografia).

Alimentatori per stadio finale, con:
Alimentazione a 110 volt corrente alternata - 5 ampere
Alimentazione a 12 volt corrente continua - 50 ampere.

USCITE

+ 1800 Volt - 125 mA - Alimentazione di placca valvole 813
+ 400 » - 25 » - Griglia schermo 813
+ 250 » - 10 » -
— 250 » - 5 » - Griglia controllo
+ 12 » - 1 Ampere
+ 10 » - 5 Ampere filamento 813

Completi di strumento D.C. 250 milliamperes.
Elettroventola per raffreddamento valvole
N. 2 Valvole RK 60 Raddrizzatori
» 1 » CK 1006
» 1 » CK 1007

A m

Negozio
Via Mentana 44
Tel. 27.218

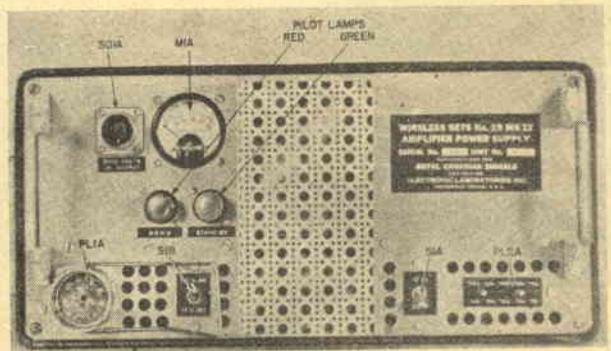
Casella Postale 255 - LIVORNO

Materiale Radio
Telefonico
Telegrafico
e Trasmissione
Surplus

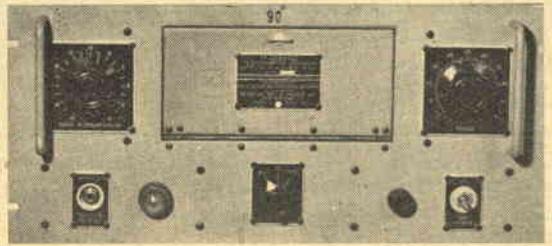
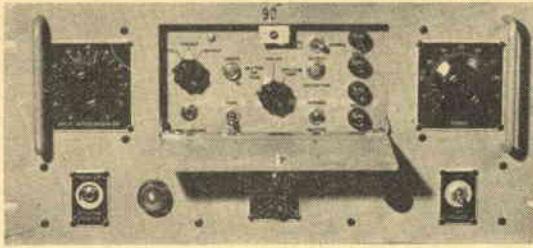
Valvole termoioniche
Vetro e metallo
Surplus

Angelo Montagnani

» 2 Valvole di ricambio RK 60
» 1 » » » CK 1006
» 1 » » » CK 1007
» 2 Vibratori di ricambio
» 1 Cordone di alimentazione per corrente alternata
» 1 » » » » » continua
» 1 Cavo con innesto per il 1800 volt
» 1 Presa a 12 contatti per le altre uscite
» 2 Fusibili 50 ampere
» 4 Fusibili 5 ampere
» 2 Lampadine per portalampade spia

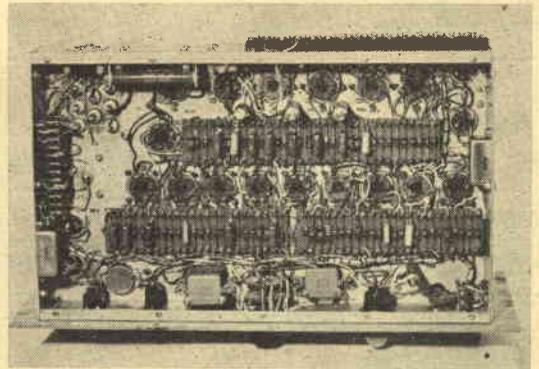
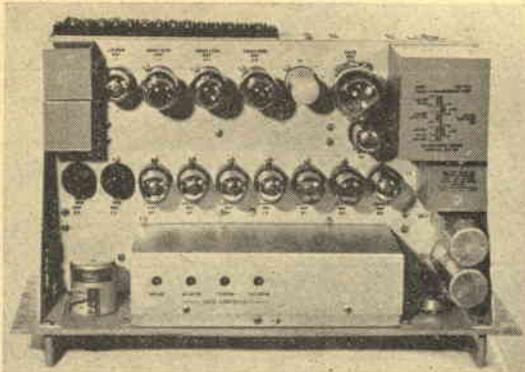
Viene venduto funzionante al prezzo di **L. 50.000 cad.**

CONDIZIONI DI VENDITA

Pagamento per contanti all'ordine oppure con assegni circolari o postali. Per contrassegno inviare metà dell'importo, aumenteranno L. 200 per diritti di assegno e postali.

RIPETITORE AMERICANO PER TRAFFICO RTTY

Si porta a conoscenza di tutti i Sigg.ri radioamatori che lavorano in RTTY, che sono disponibili e pronti per la vendita i ripetitori americani « TT 63/FGC » nelle versioni A e B.
Ogni singolo apparecchio si compone di 15 valvole fra le quali N. 7 6SN7/GT - N. 2 6SL7/GT - N. 2 6H6 - N. 1 VR105 - N. 2 VR150 - N. 1 5U4.
In uscita è montato un relais polarizzato sotto vuoto spinto.
Alimenttazione 115-230 V - 50/60 periodi.

ANGELO MONTAGNANI

LIVORNO

Negozio di vendita
Via Mentana, 44
Telef. 27.218

Questo ripetitore è adattabile facilmente al convertitore professionale e ad altri usi in RTTY. Fra l'altro serve egregiamente come autocontrollo della propria emissione.
Con le sommarie istruzioni di impiego si fornisce un semplice schema elettrico per l'adattamento.
Ogni maggior dettaglio potrà essere richiesto alla RTTY inc. - Arcadia California - U.S.A. - che già nel suo bollettino ha trattato ed illustrato l'apparecchiatura (vedi fotografie).
Viene venduto al prezzo di **L. 50.000 cad.**, compreso imballo e porto, fino a Vs. destinazione.

CONDIZIONI DI VENDITA

Pagamento per contanti oppure con assegni circolari o postali. Per contrassegno inviare metà dell'importo all'ordine, aumentando L. 200 per diritti postali.

5805 - 503 - 1236
TELETY. REPEATER - TT - 63 B/FGC
1 EACH
B - 6/63
WT 65 CU 2.7
USA GD - S
C/C - 6 **FRAGILE**

SILVANO GIANNONI

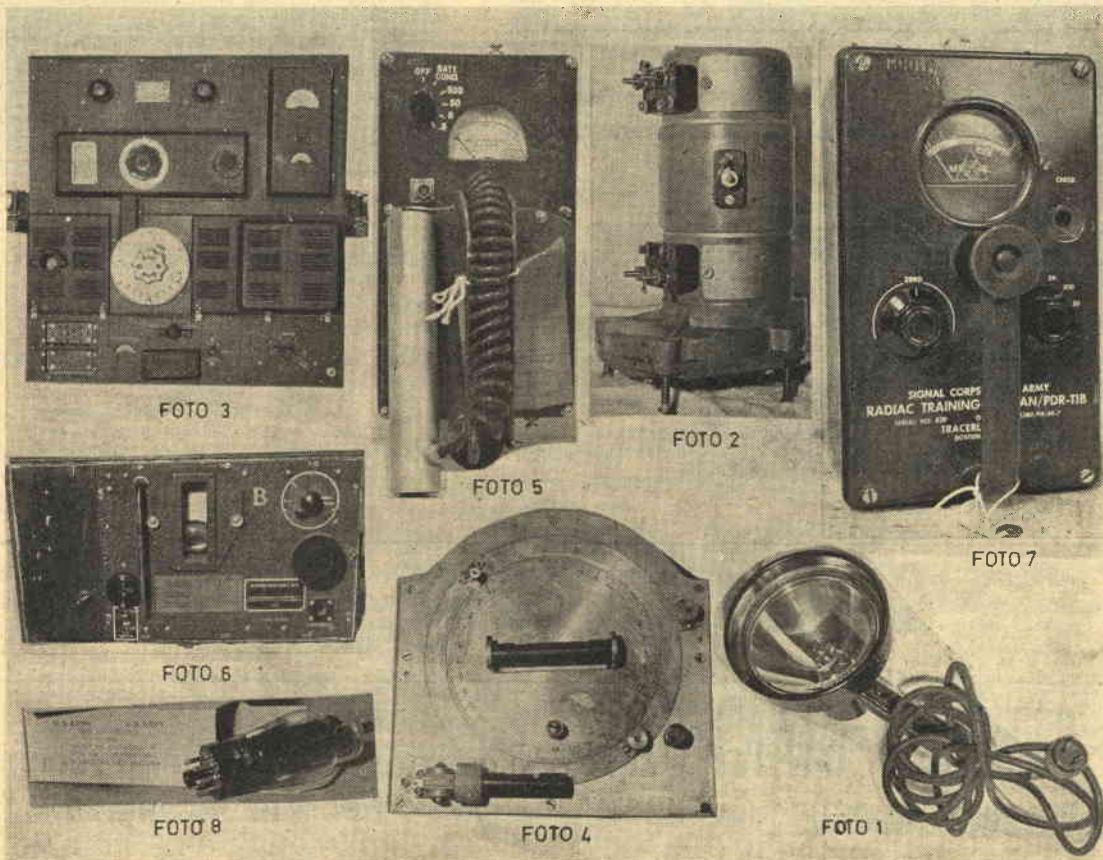
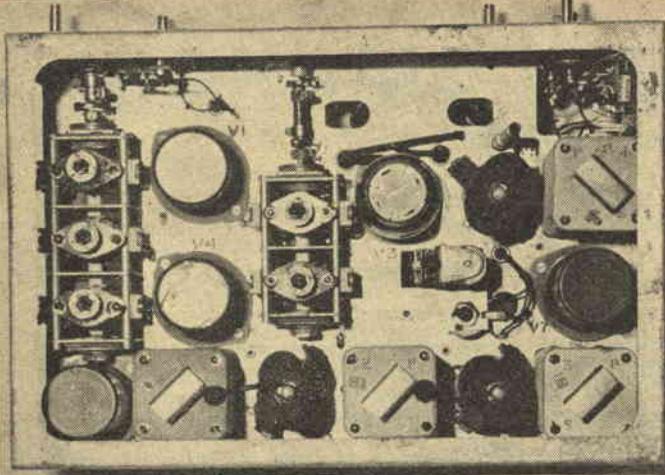
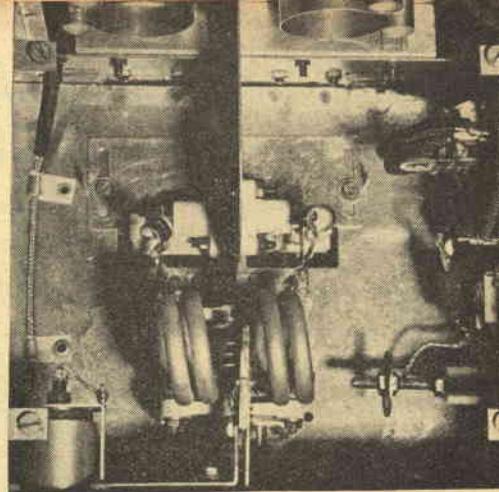
SANTA CROCE SULL'ARNO - VIA G. LAMI - PISA

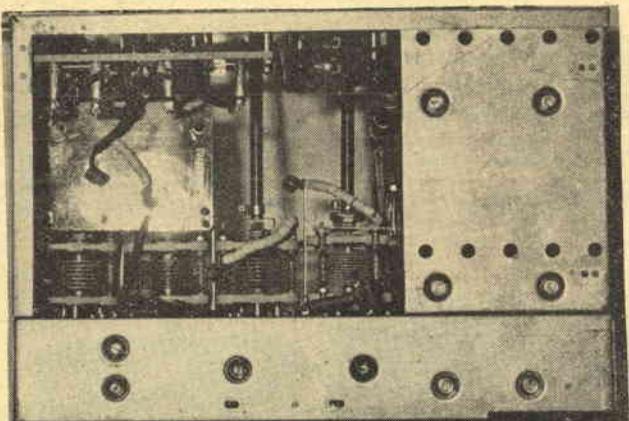
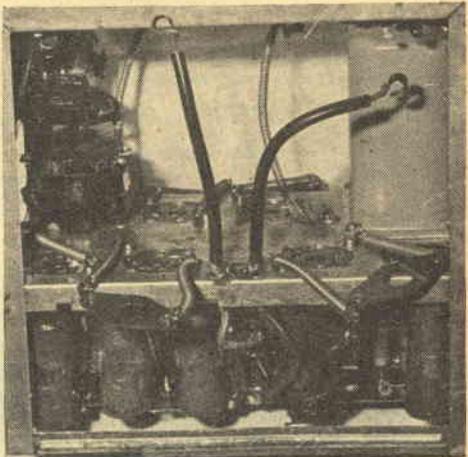
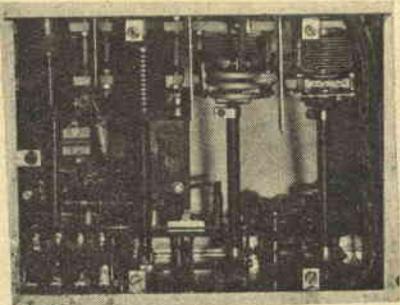
Conto Corrente N. 22/9317 tel. 44.636. Vi offre questo bellissimo materiale in occasione delle feste natalizie - per voi radioamatori.

auguri di Buon Natale

FOTO N. 1	**Faro U.S.A. - 12 volt - speciale parabola di argento . . . . L. 2.500**
FOTO N. 2	**Cercatore d'uranio nuovo U.S.A. funzionante 5 scale commutabili da 0,5 - 5 - 50 - 500 - schema e istruzioni per l'uso . . . . L. 50.000**
FOTO N. 3	**Trasmettitore - sei gamme d'onda - comprende il cambio automatico d'impedenza di carico d'antenna - 6 punti fissi a cristallo su ogni gamma sint/nia continua da metri 100 ai metri 10 - costruzione 1957 - comprende n. 2 PE 1/80 - in parallelo RF finale - uscita AF watt 150 - montato nel suo Rak in alluminio delle misure di cm. 70×75×25 - completo di tutte le sue parti originali - valvole più valvole finali di ricambio imballate nuove, schema ed istruzioni per l'uso cedo. Alcuni pezzi come regalo al prezzo natalizio ossia . . . . . . L. 45.000**
FOTO N. 4	**Goniometro doppio di alta precisione 2 bolle interamente di metallo nuovissimo nel suo originale contenitore pochi pezzi . . . . L. 5000**
FOTO N. 5	**Motore a vite senza fine molto raccomandato per antenne robustissimo potenza 100 watt peso kg. 6 - funzionante alcuni pezzi . . . . L. 6000**
FOTO N. 6	**Ondametro oscillatore 3 gamme indicato per tarare apparecchiature su lunghezze d'onda dei radioamatori funzionante . . . . L. 25.000**
FOTO N. 7	**Camera per misure di cariche radioattive funzionante . . . . L. 50.000**
FOTO N. 8	**Valvole OCTAL - 1ª scelta - scatolate - originali U.S.A. - N. 10 6K7G . . . . L. 3000**

CONDIZIONI DI VENDITA: contro assegno o con rimessa anticipata della cifra - non si accettano ordini senza la rimessa della cifra di 1/4 del costo del materiale.

FOTO 3 FOTO 5 FOTO 2 FOTO 7 FOTO 6 FOTO 8 FOTO 4 FOTO 1

n. 1 Ricevitore

FINALE Tx →

n. 5 Trasmettitore

n. 2 Trasmettitore

n. 4 Modulatore

n. 3 Trasmettitore

APPARATO PER I 144 Mc. 2 METRI

Foto N. 1: interno ricevitore
» » 2: » trasmettitore
» » 3: » T.R. visto dall'altro lato
» » 4: » modulatore
» » 5: » finale trasmettitore

ECC/FINALE 1 TUBO 2E22
FINALE 2 TUBI 2E22

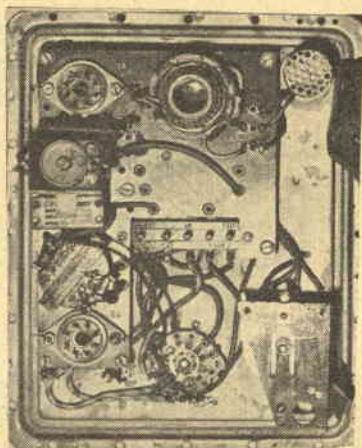
VENDIAMO **L'APPARATO NUOVO COMPLETO** di cassetta contenitore - Peso kg 24 **L. 15.000** - Valvole nuove originali per detto **L. 1.000** cad. - Per i tubi 2E22 prezzi a parte. - Descrizione completa dell'apparato fatta nella Radio Rivista da Ing. BMS - A. Gherardi il quale porta dettagliatamente schemi e raccomandazioni molto esaurienti. Richiedete: **Viale Vittorio Veneto - 12 - MILANO.**

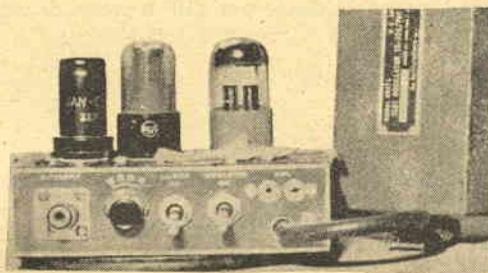
SILVANO GIANNONI

SANTA CROCE SULL'ARNO (PISA) - TEL. 44.636 - VIA G. LAMI
C.C.P. n. 22/9317

VI OFFRE FINO A ESAURIMENTO PER I 144 Mc/s - Watt 40 per Radioamatori

SILVANO GIANNONI

S. Croce sull'Arno (Pisa)
Via Lami - Tel. 44.636
cc/p. 22/9317

Schemario 83 schemi apparecchiature surplus **L. 1.500.**
N° 100 resistenze nuove 60 valori diversi **L. 500.**
Trasformatori alimentazione nuovi **L. 1.700** - secondario 250 + 250 65 mA 6,3 volt, 1,8 ampere - 5 volt, 2 ampere.

Primario universale

Testoscillatore TS32C/TRC70 - 100 MHz - Senza cristallo completo delle sue 3 valvole schema: **Lire 10.000 cad.**

Ricevitore 40°80 m fonia/grafia R 109.
Molto compatto e solido, contenuto in robusta cassetta metallica. Ottimo stato, due gamme d'onda, 4-9 MHz - 2-4 MHz. Altoparlante ed alimentatore incorporato. Valvole: 5 ARP 12, 3 AR 8. Corredato da descrizione: **L. 15.000 più L. 1.000 spese P.**

Ricetrasmettitore militare TR 7 27,2-33,4 MHz.
Apparato completo, su unico telaio, sia il trasmettitore che il ricevitore, singolarmente comandati, pulsante per l'isofrequenza, montaggio con materiale ceramico ad alto Q, estrema compattezza, contenente 3 6TP per la catena trasmittente, 7 6RV, sostituibili con ARP 34 o 6K7, tasto telegrafico incorporato, uscita BF sia per cuffia che per altoparlante, due stabilizzatrici ST 100 per gli oscillatori TX ed RX. Completo di valvole, senza alimentatore ed in ottimo stato, corredato da descrizione: **L. 30.000 più L. 1.000 spese postali.**

Ricetrasmettitore militare canadese - Doppia conversione per gamma 19/31 MHz.
Apparato completo, su unico telaio, contenente sia il trasmettitore che il ricevitore, singolarmente comandati, pulsante per l'isofrequenza, uscita di controllo separabile con tasto morse innesti per cuffie e microfono. L'apparato contiene pure l'alimentatore completo di vibratore a 6 V. Valvole: 6 ARP 12, 3 AR 8, 2 ATP 7, comandato completamente tramite 3 relé sull'azione del pulsante sul microfono. M.F. kHz, bobine P. A. ecc. argentate, strumento di uscita a R.F. Ottime condizioni, revisionato, completo di valvole, vibratore e descrizione: **L. 25.000.** Senza strumento **L. 22.000.**

Ricetrasmettitore MK II ZC I - costruzione canadese 2,4 - 4,8 MHz.
Apparato nuovo, costruito su telaio metallico contenente l'alimentatore, il ricevitore ed il trasmettitore, singolarmente comandati, pulsante per isofrequenza, ricezione gamma 40 ed 80 m, fonia/grafia, comando automatico ricezione/trasmissione con pulsante su microfono. Valvole: 7 6K7G, 1 6K8, 1 6Q7, 2 6V6. Completo di valvole, microfono, cuffia, tarato e pronto per l'uso **L. 70.000** con descrizione.

Radiotelefono portatile WS 38 - 6,5-8 MHz.
Delle dimensioni di cm 22 x 18 x 7 e del peso di kg 2,5 questa apparecchiatura, di costruzione canadese, ha un consumo estremamente ridotto ed una uscita di circa 2 W a R.F. che gli consente una portata di circa 5 km in condizioni favorevoli. Valvole: 4 ARP 12, 1 ATP 4, circuito supereterodina. Funzionante con antenna da m 1,25 o da m 2,52. Due M.F. doppie, 285 kHz, rivelatore con diodo al germanio. Uscita B.F. separata dall'entrata micro con trasformatori singoli. Enorme sensibilità, tale da permettere di ricevere con ottima potenza qualsiasi stazione dilettantistica operante su detta gamma. L'apparato, montato su telaio metallico, contenente sia il ricevitore che le batterie per l'alimentazione, corredato di cuffia e microfono, il tutto perfettamente unzionante: **L. 20.000** con descrizione.

LA SURPLUS GIANNONI rende noto a tutti i radioamatori che dispone pure di altri apparati, qui non descritti, di istrumenti in genere, valvole, condensatori e quanto altro venga richiesto. Si prega di effettuare le ordinazioni con riferimenti assai chiari.

TUTTO IL MATERIALE PER USO DILETTANTISTICO ED INDUSTRIALE

ELENCO DI PARTE DEL MATERIALE DILETTANTISTICO IN VENDITA PRESSO LA N/S DITTA:

Considerando l'eccezionale richiesta, possiamo offrire i seguenti transistori planari al silicio per VHF a prezzi di assoluta concorrenza:

2N706 . . . . **L. 880 cad.**

2N708 . . . . **L. 1280 cad.**

Si precisa che tutti i transistori sono **assolutamente nuovi,** di prima scelta e non rimanenze di magazzino.

Componenti per VHF e UHF.

Compensatori ceramici circolari da 6 a 30 pF Ø 10 mm. **L. 180**

Compensatori ceramici circolari da 6 a 30 pF Ø 7 mm. **L. 220**

Condensatori variabili a farfalla per accordo di placca per la QQE Ø 3/12 . . . . **L. 1900**

Condensatori variabili a farfalla per accordo di griglia per la QQE Ø 3/12 . . . . **L. 1520**

Supporti Ø 6 mm. in polistirolo con nucleo per VHF . . **L. 80**

Supporti Ø 8 mm. in polistirolo con nucleo per VHF . . **L. 90**

Trasformatori per invertitori DC-DC e di modulazione in ferrite.

Trasf. per invertitore 40 W uscita 250 V (vedi pag. 100 N. 3/'64 di Elettronica Mese) . . . . **L 2000**

Il blocco di materiale comprendente N. 1 Trasformatore in ferrite completo; N. 2 ASZ17 con complessi di montaggio e N. 2 diodi BY114. Il tutto . . . . **L. 5700**

Trasformaotre di modulazione in ferrite da 20 W (vedi a pag. 246 del N. 5/'64 di Elettronica Mese) . . . . . . **L. 3600**

Medie frequenze ceramiche (vedi pag. 274 del N. 6/'64 di Elettronica Mese) valore MF 465 Kc . . . . **L. 1600**

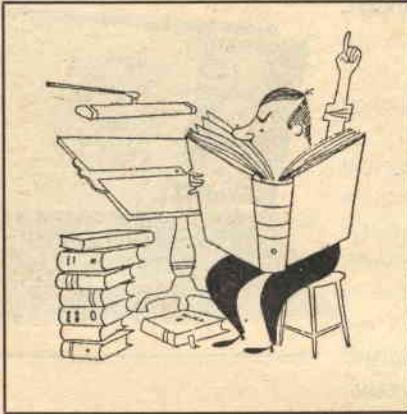
Filtro ceramico da usare in unione alla Media frequenza **L. 1100**

IN VENDITA DA:

Gianni Vecchietti

VIA DELLA GRADA, 2 - BOLOGNA
TEL. 23.20.25

Spedizioni contro rimessa diretta o contrassegno. Non si accettano assegni di c.c. Bancario - Spese postali e imballo al costo.
Richiedere prezzi per quantitativi.
Contrassegno L. 300 in più.

ELETTRONICA MESE

Direttore tecnico
e responsabile
ZELINDO GANDINI

Esce ogni mese
Numero 12
Anno IV, 15-XII-64

Editore
Antonio Gandini

Disegni e redazione
Enrico Gandini

Pubblicazione registrata
presso il tribunale
di Bologna.
N° 3069 del 30-8-63

Stampa
Scuola Grafica
Salesiana di Bologna

Impaginazione:
Luca-Gigl

Distribuzione
S.A.I.S.E. -
Via Viotti, 8 - Torino

Recapito Redazione di Bologna
VIA CENTOTRECENTO, 22

Amministrazione e pubblicità
VIA CENTOTRECENTO, 22
BOLOGNA

Spedizione in abb. postale -
GRUPPO III

Una copia L. 200, arretrati L. 200

SOMMARIO

Knight Kit

II PARTE

KNIGHT-KIT « 100 in 1 »
IL DONO NATALIZIO PIU' GRADITO DAI PRINCIPIANTI

(Continuazione dal N. 11/1964 di Elettronica Mese).

Pensiamo che la scatola di montaggio della FERCO-KNIGHT relativa al laboratorio elettronico « 100 in 1 » possa rappresentare il dono natalizio più interessante e gradito da tutti i principianti e iniziati all'avventuroso ed affascinante mondo dell'elettronica.
La scatola di montaggio « 100 in 1 » è un vero laboratorio; infatti con un solo Kit è possibile realizzare ben oltre 100 progetti diversi tutti perfettamente funzionanti.
L'elenco completo dei vari progetti è stato pubblicato sul precedente numero di Elettronica Mese a pag. 569.

Progetto N. 7 - TEMPORIZZATORE

Il progetto che porta il N. 7, relativo alla scatola di montaggio del laboratorio elettronico 100 progetti in un solo Kit, si riferisce alla realizzazione di un temporizzatore impiegante transistori.
Il temporizzatore può fornire intervalli di tempo compresi tra un decimo di secondo e diversi secondi.
Il dispositivo è assai pratico e utile all'appassionato fotografo che sviluppa le proprie foto in una improvvisata camera oscura.
Con riferimento allo schema elettrico di fig. 1, si osserva che quando l'interruttore S-1 è chiuso, il relay si eccita provocando l'accensione di una eventuale lampadina.
Con il tasto S-1 pressato il transistore TR-1 è polarizzato direttamente tramite la resistenza R-2 la quale è collegata al polo negativo dell'alimentazione attraverso il tasto. Nel contempo, il condensatore C1 si carica quasi istantaneamente al valore della tensione di alimentazione.
Quando il tasto viene rilasciato, il condensatore C-1 si scarica su R-1, che mantiene TR-1 in conduzione. Quando C-1 è quasi

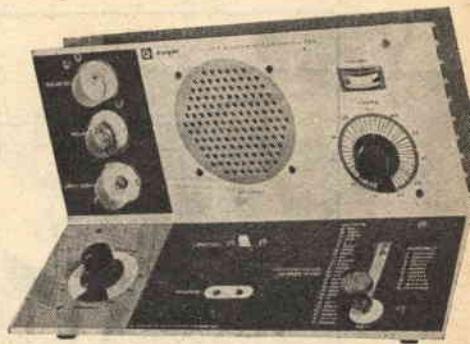



Fig. 1 - Knight-Kit « 100 in 1 »: Progetto n. 7 - Temporizzatore.

Fig. 2 - Knight-Kit « 100 in 1 »: Progetto n. 15 - Audiorelay.

completamente scaricato, la caduta di tensione ai capi di R-1 si abbassa notevolmente sinchè TR-1 non conduce più. Quando il transistore TR-1 non conduce più, il relay si diseccita e la lampadina si spegne. Poichè la resistenza R-1 è in realtà un potenziometro è quindi possibile variare, con continuità, il tempo di scarica di C-1.

In fig. 1, il transistore TR-1 è simile al tipo OC77. L'alimentazione a 12 volt avviene tra i morsetti H4 e E4 con le polarità indicate. La lampadina è invece accesa in corrente alternata tra i terminali E4 e H1; il valore della tensione dipende ovviamente dal tipo di lampadina usata e dalle caratteristiche del relay.

Fig. 1

Progetto N. 15 - AUDIORELAY

Il progetto N. 15 è un relay azionato dalla viva voce; lo schema elettrico è riportato in fig. 2.

L'audiorelay impiega tre transistori in un circuito ad accoppiamento diretto.

In luogo di un normale microfono all'ingresso viene collegata una cuffia (cioè un solo padiglione).

Quando l'interruttore S-1 viene abbassato ed il potenziometro R-2 è predisposto correttamente, i transistori TR-2 e TR-3 risultano polarizzati nel senso diretto.

In queste condizioni i transistori TR-2 e TR-3 si trovano in conduzione. Il transistore TR-3 conduce attraverso la bobina del relay. Quando il relay è eccitato i contatti della lampadina risultano aperti e pertanto la lampadina è spenta. Il transistore TR-1 tuttavia è polarizzato all'interdizione (assenza della corrente di collettore) a ragione dell'alto valore della resistenza R1 (100 KΩ).

Quando si parla nel microfono-cuffia, si genera un segnale alternato le cui semionde negative portano TR-1 in conduzione. Quando TR-1 conduce, la corrente di collettore scorre attra-

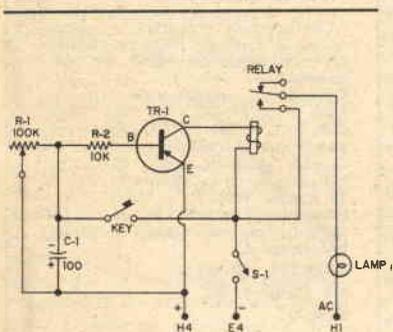
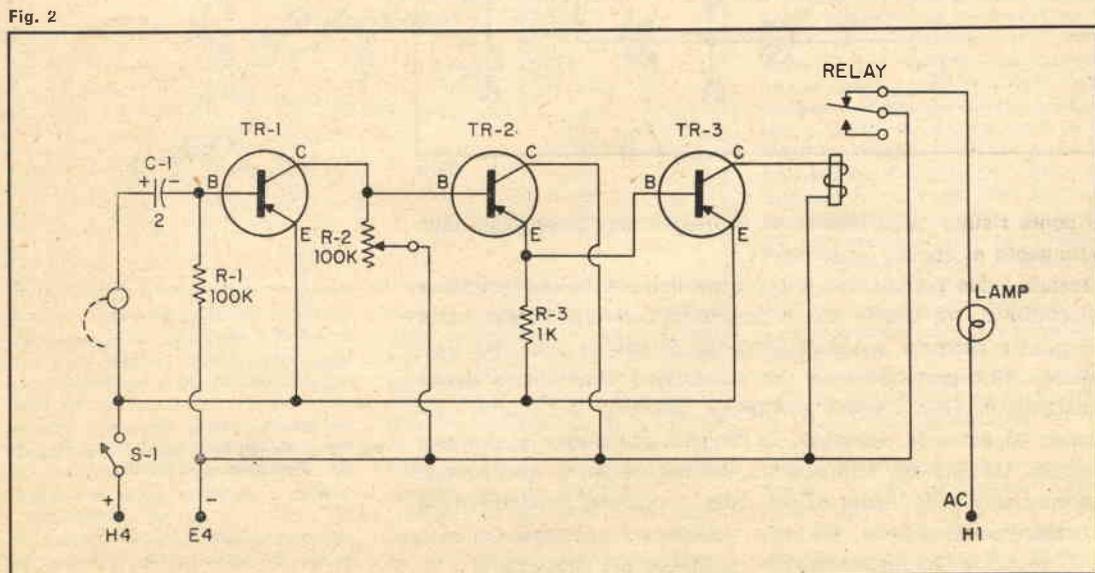



Fig. 2

verso R-2 sviluppando ai suoi capi una tensione che si oppone alla polarizzazione diretta della base di TR-2.
In queste condizioni TR-2 non conduce più ed a sua volta porta all'interdizione il transistore TR-3 e quindi il relay si diseccita, i contatti della lampadina si chiudono e questa si accende.

Progetto N. 46 - RIVELATORE DI ELETTROLISI

Il dispositivo realizzabile con il progetto N. 46 serve per la rivelazione della presenza di una sostanza elettrolita in una soluzione (come ad esempio l'acqua).
Il circuito elettrico è riportato in fig. 3. Si tratta in sostanza di un sensibile ponte in corrente continua. Due bracci del ponte sono formati dalle resistenze R-2 e R-3, mentre i transistori TR-1 e TR-3 formano gli altri due bracci. Lo strumento rivelatore è collegato tra due angoli opposti del ponte, mentre l'alimentazione è collegata ai capi degli altri due rimanenti angoli opposti. Quando la resistenza tra i terminali K14 e K16 è molto alta (ad esempio due puntali immersi in acqua fresca),

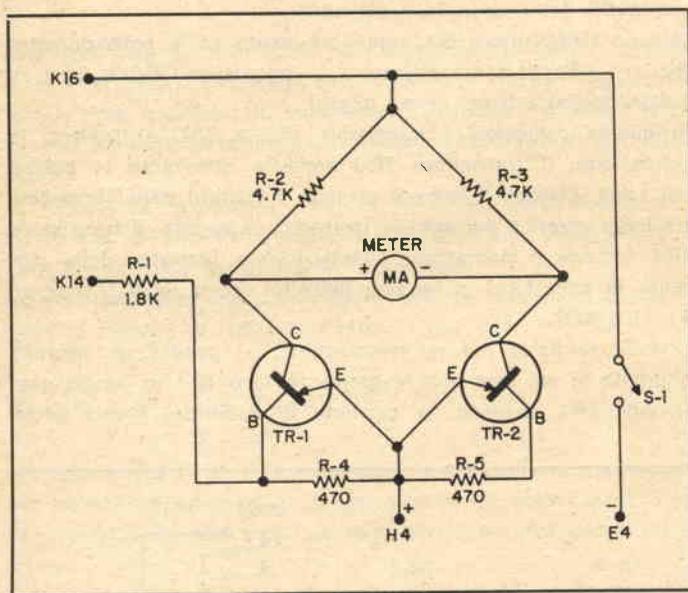



Fig. 3

il ponte risulta quasi bilanciato. In queste condizioni l'ago dello strumento si sposta leggermente.
Quando i due puntali K16 e K14 sono immersi in una soluzione elettrolitica, tra questi scorre una certa corrente. Di più, parte di questa corrente polarizza in senso diretto la base del transistore TR-1 portandolo ad una conduzione superiore a quella costante di TR-2. Questa condizione sbilancia il circuito, causando un notevole passaggio di corrente attraverso lo strumento MA. Un impiego interessante del dispositivo è quello della prevenzione delle imbarcazioni dalla corrosione prodotta dalle sostanze elettrolitiche disciolte nell'acqua, adottando quando necessario le dovute precauzioni, suggerite dal costruttore.

Fig. 3 - Knight-Kit « 100 in 1 »: Progetto n. 46 - Rivelatore di elettrolisi.

UN ONDAMETRO DI PRECISIONE ALLA PORTATA DI TUTTI

Sempre più frequenti si fanno le richieste presso il nostro ufficio consulenza miranti a veder pubblicato sulle pagine della rivista la descrizione completa di un ottimo generatore di radiofrequenza da « fare » in casa.
Abbiamo già avuto occasione di ripeterlo più volte che cioè la strumentazione da laboratorio è bene (diremo meglio è necessario) acquistarla già cablata e tarata in fabbrica e ciò per ragioni che ci sembrano ovvie e, convinti come siamo di essere nel giusto, cerchiamo ora di rispondere alla domanda più frequente dei Lettori aggirando l'ostacolo.
Visto che un « discreto » generatore commerciale con precisione peraltro assai discutibile su certe bande, è molto costoso e che una versione professionale dello stesso strumento è proibitiva per tutti, abbiamo rivolto, come sempre, l'attenzione e la ricerca al materiale del mercato surplus.
A parte il non mai troppo elogiato frequenzimetro BC221, abbiamo riscoperto un eccellente ed interessantissimo ondametro di ottima precisione e fattura: l'ONDAMETRO MK II.
Si è detto riscoperto perchè sapevamo da parecchio dell'esistenza di questo ondametro, ma purtroppo i pochi esemplari rimasti in Italia dopo l'ultimo conflitto mondiale sono spariti dalla circolazione e sono entrati nei laboratori degli OM più accorti.
A dire il vero qualche esemplare lo avevamo visto, ma ahime! privo del ricercatissimo quarzo da 100/1000 KHz.
Oggi una ditta che commercia in materiale surplus pone in vendita l'intero ondametro ad un prezzo che, a nostro avviso, è inferiore al prezzo del solo quarzo speciale. Pensiamo che questa sia la migliore occasione per procurarsi un ottimo generatore di precisione.
Avvertiamo il Lettore che lo strumento era in dotazione all'esercito inglese e che la gamma segnata sul pannello è puramente indicativa in quanto sfruttando le armoniche dei vari oscillatori liberi e controllati a quarzo la gamma può essere notevolmente estesa, tantochè il quarzo da 1000 KHz può ancora essere « udito » a 144 MHz ed il quarzo da 100 KHz sino ad oltre 30 MHz! L'uscita dell'ondametro/generatore può essere fatto, per maggior comodità, su cavo coassiale.
Rammentiamo da ultimo che il generatore non è modulato a bassa frequenza, cosa che del resto non è strettamente indispensabile. Le istruzioni che riportiamo sono state ricavate dal libretto che accompagna lo strumento, e così pure dicasi per le illustrazioni.

CAPITOLO 1°
DESCRIZIONE GENERALE

1. FUNZIONE ED IMPIEGO

L'ondametro Class D. No. 1, MK I, MK II e MK II* (vedasi lo schema elettrico) è un frequenzimetro eterodina portatile simile allo strumento conosciuto come « Correttore di Frequenza ».
OSSERVAZIONE - L'ondametro Class D. 1, MK I altro non è che l'originale correttore di frequenza con piccole varianti circuitali. Il coperchio è asportabile.
L'ondametro Class D. No. 1, MK II è uguale all'MK I salvo alcune piccole varianti circuitali. Il coperchio è a cardine.
L'ondametro Class D. No. 1, MK II* è uguale all MK II salvo alcune piccole varianti nei componenti.
Gli ondametri sono stati progettati per la calibratura dei trasmettitori e dei ricevitori su particolari frequenze e per determinare con ottima precisione la frequenza di un segnale ricevuto. La precisione dell'ondametro è compresa entro ± 2 Kcs sulle due gamme.
La banda di frequenze coperta va da 1900 Kcs a 8000 Kcs (158 - 37,5 m) in due gamme, 1900 KHz - 4000 KHz e 4000 KHz - 8000 KHz.
L'ondametro inoltre può fornire marker ad intervalli di 1 MHz esatto, sino ad oltre 25 MHz. Ciò consente, come si vedrà di non rischiare di commettere grossolani errori di calibrazione.

2. ALIMENTAZIONE.

L'alimentazione originale dell'ondametro era ricavata da una batteria esterna da 6 volt per il filamento della valvola, per la lampadina che illumina la scala graduata e per il survoltore a vibratore necessario per produrre l'alta tensione per gli anodi. L'alta tensione viene raddrizzata tramite un circuito rettificatore a ponte. Il consumo totale a 6 volt è 1,1 Ampere.
Considerando che tutti, o quasi, gli ondametri in commercio, tipo MK, sono venduti privi di vibratore, ed anche che l'alimentazione in corrente continua è sconsigliabile per tante ragioni, si potrà alimentare lo strumento con 6 volt, corrente alternata. Per fare ciò è necessario eliminare il condensatore elettrolitico da 50 μF (C2A) e collegare a massa uno qualunque, ma uno solo, dei terminali N. 6 del trasformatore T1A, lasciando l'altro libero.
Si consiglia la sostituzione di tutti, e solo, i condensatori a carta ed elettrolitici e più precisamente: C-3A; (C-2A); C3D; C1B; C1A; C6A; C3C; C3B; C4A. Non sostituire gli altri condensatori perchè trattasi di componenti di precisione e di ottima qualità.

Fig. 1

3. DESCRIZIONE TECNICA.

1. Principio di funzionamento.

Il principio di funzionamento dell'ondametro si basa sul fatto che quando una portante viene modulata si produce una banda laterale superiore ed una inferiore. Il numero delle bande laterali dipende dal numero delle armoniche generate dal segnale modulante. Per esempio, si supponga che la frequenza di 3400 KHz venga modulata da un segnale di 100 KHz. In questo caso vengono prodotte tre frequenze e cioè 3300 KHz, 3400 KHz e 3500 KHz, essendo 3500 e 3300 KHz rispettivamente la banda laterale superiore ed inferiore.
Le bande laterali che si ottengono quando si modula un segnale con un altro si possono calcolare con le semplici espressioni:

$$f1 = fo + fm; \quad f2 = fo - fm,$$

dove:
fo = frequenza della portante;
fm = frequenza modulante;
f1 = banda laterale superiore;
f2 = banda laterale inferiore.

Per fare un altro esempio, se la frequenza fo è 6100 KHz e fm è 200 KHz, sostituendo questi valori nelle precedenti espressioni, otteniamo: f1 = 6100 KHz + 200 KHz = 6300 KHz e f2 = = 6100 KHz — 200 KHz = 5900 KHz, rispettivamente banda laterale superiore ed inferiore.
Da quanto precede, se fm contiene un notevole numero di armoniche, come nell'ondametro Class D. No. 1, le bande laterali saranno in numero notevole.
Nell'ondametro MK viene usata una valvola triodo-esodo. La sezione esodo della valvola è impiegata per generare la frequenza della portante ed è sintonizzata tramite un condensatore vaviabile (sintonia). La sezione triodo della valvola è collegata in un circuito oscillante controllato a quarzo e genera molte armoniche intervallate di 100 KHz. L'oscillatore a quarzo modula la sezione esodo e cioè la portante. Si supponga, ad esempio, che l'oscillatore lavori a 3400 KHz, l'uscita sarà composta da:

3400 KHz = frequenza fondamentale;
3500 KHz; 3600 KHz; 3700 KHz, ecc. (banda laterale superiore);
3300 KHz; 3200 KHz; 3100 KHz, ecc. (banda laterale inferiore);
100 KHz; 200 KHz; 300 KHz, ecc. (fondamentale ed armoniche del quarzo).

Poichè la sezione esodo è un oscillatore variabile, col condensatore C14A è possibile variare di qualunque entità compresa entro 100 KHz la frequenza della portante. La fig. mostra lo spettro della frequenza della portante e le relative bande laterali quando la frequenza generata è 3400 KHz.
Si supponga ora che sia necessario generare un segnale di frequenza pari a 3779 KHz, vedasi allo scopo la fig. 3 In questo caso la frequenza della portante va portata da 3400 KHz a 3479 KHz (cioè è possibile semplicemente ruotando la scala graduata sino a far

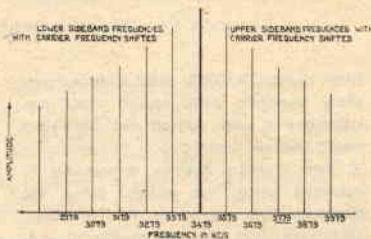



Fig. 2

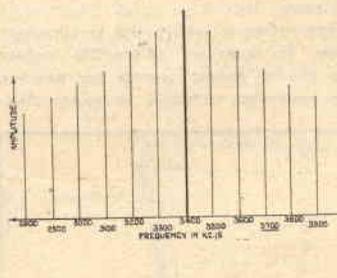



Fig. 3

coincidere la calibrazione 79 con il riferimento fisso). Il segnale d'uscita è ora a 3479 KHz, ma esiste anche il segnale a 3779 KHz dovuto alla terza armonica del quarzo a 100 KHz.

2. Il circuito elettrico dell'ondametro.

Il circuito dell'ondametro tipo MK, impiega una valvola, V1A, tipo ARTH2. La sezione esodo genera la portante che può essere variata mediante il variabile C14A. Quando il commutatore di gamma S1A si trova in posizione 2, la portante viene generata dal circuito di griglia L6A; C8A; (C10B); C9A; C12A, C15A, C16A e C14A, è compresa tra 3400 e 3500 KHz a seconda della posizione del condensatore di sintonia. Le oscillazioni sono mantenute grazie alla bobina di reazione L4A.
Analogamente in posizione 1, la portante viene generata dal circuito di griglia L5A; C7A; (C17A); C12B; C15A; C16A e C14A ed è compresa nell'intervallo 6100÷6200 KHz. La bobina di reazione è L3A.
Il condensatore di sintonia C14A copre esattamente 100 KHz in entrambe le gamme. Poichè C14A copre esattamente 100 KHz, la frequenza della portante può essere variata continuamente sino ad un massimo di 100 KHz.
Perciò le ultime due lettere di una determinata frequenza, in KHz, vanno lette sulla scala del condensatore C14A, essendo la scala stessa calibrata direttamente da 0 a 100 KHz.
Il condensatore C15A serve a correggere l'errore della scala, grazie all'eterodinaggio con il quarzo interno a 100 KHz. Il condensatore trimmer C13A serve a dosare l'ampiezza delle oscillazioni. Il condensatore C9A serve per la compensazione della temperatura.
Quando il commutatore S1A si trova in posizione 3, la sezione esodo di V1A serve unicamente ad amplificare il segnale ad 1 MHz prodotto dal circuito griglia-anodo di V1A.
Il contenuto di armoniche dell'oscillatore a quarzo ad 1 MHz è tale che possono essere usate sino ad oltre 30 MHz. Nella gamma 1 e 2 il contenuto di armoniche è tale da coprire e superare ampiamente la gamma indicata sul pannello dell'MK. Pertanto la lettura di una determinata frequenza va eseguita per le unità e le decine (in KHz) direttamente sulla scala della sintonia del variabile C14A, mentre le altre cifre vanno lette sulla scala del ricevitore o trasmettitore che si ha in esame. Se la scala di questi ultimi non è tarata con una precisione non migliore di ± 50 KHz, le letture potrebbero essere errate. Allo scopo ci si riferisca al capitolo II, 1, 2.
Se nel frequenzimetro viene introdotto un segnale, questo può essere misurato ascoltando in cuffia i battimenti « zero » con l'oscillatore dell'MK. Le armoniche generate dal quarzo battendo con le oscillazioni della portante producono battimenti udibili attorno alla posizione 100 e 0 della scala, e servono perciò a tarare la scala stessa.
Per evitare le letture false dovute a battimenti con le armoniche del quarzo le quali potrebbero battere con il segnale da misurare, la frequenza della portante può essere variata leggermente pigiando il bottone CHECK.
Il pulsante CHECK varia leggermente la capacità di un piccolo condensatore, C16A, nel circuito oscillante; infatti se premendo questo pulsante si osservano variazioni di frequenza d'eterodinaggio, la frequenza scelta è esatta; viceversa se non si osservano variazioni di frequenza significherà che l'eterodinaggio è stato ottenuto con una armonica del quarzo.
L'uscita dell'esodo si sviluppa ai capi della resistenza R5A ed è collegata al morsetto d'uscita tramite C10A.
C6A è un condensatore di bypass.
Il trimmer pot R9A va tarato per la migliore oscillazione dell'oscillatore della sezione triodo.
I componenti R6A, R4A, C3B e C3C sono elementi di disaccoppiamento e di partizione. Le resistenze R1A e R3A formano il ritorno di griglia di V14; infatti R3A serve unicamente come test point per la pretaratura.
Il condensatore C11A serve alla taratura dei trasmettitori in quanto è possibile ottenere le note di battimento in cuffia accoppiandoli lascamente al

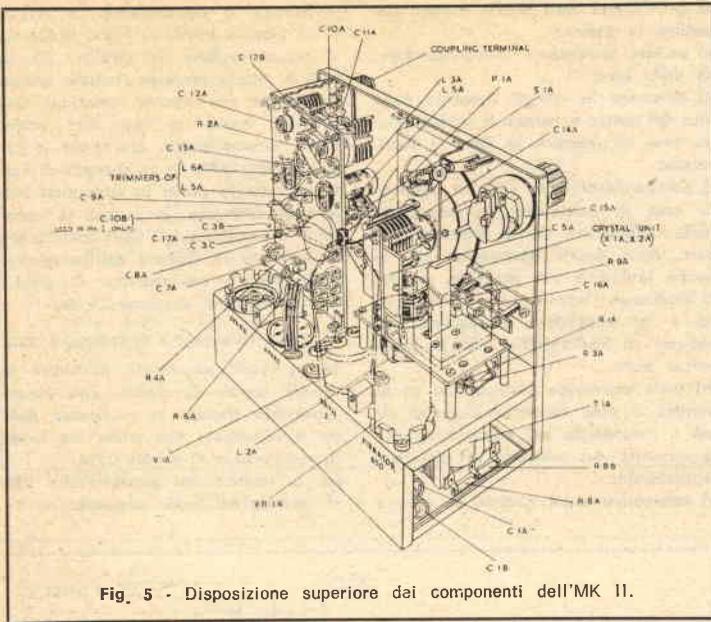



Fig. 5 - Disposizione superiore dei componenti dell'MK II.

morsetto d'uscita dell'ondametro.
In alcuni casi è possibile ottenere false note di battimento con le armoniche della portante oppure con i segnali generati dall'oscillatore a quarzo, ma lo strumento è stato progettato in modo che l'ampiezza di queste armoniche risulti assai ridotta quando paragonata alla frequenza fondamentale, per cui i battimenti spurii sono anch'essi assai deboli.

3. Alimentatore.

L'alimentazione sia per la bassa che per l'alta tensione è contenuta all'interno dello strumento; una lampadina illumina la scala di sintonia mentre sta ad indicare l'accensione dell'ondametro.
Il filtraggio per il filamento di V1A è assicurato dai condensatori C3A, C2A e dall'impendenza L1A. Il circuito del vibratore fornisce l'alta tensione e comprende il vibratore VR1A, il traformatore T1A e le resistenze di soppressione R8A e R8B. L'uscita del trasformatore viene filtrata, dalle oscillazioni spurie, tramite il condensatore C3D. La tensione alternata viene raddrizzata dal circuito a ponte W1A e livellata mediante il circuito a p greco formato da C1B, R6B e C1A.
In appositi zoccoli vengono alloggiati una valvola ed un vibratore di scorta. E' evidente che se si alimenta l'ondametro in corrente alternata eseguendo le opportune modifiche indicate in precedenza, il vibratore va eliminato.

CAPITOLO II
ISTRUZIONI

5. PRELIMINARI

— Estrarre lo strumento dal contenitore, svitando le due viti zigrinate poste sul retro.
— Accertarsi che il vibratore e la valvola si trovino nei rispettivi zoccoli di lavoro.
— Riporre lo strumento nel suo contenitore fissandolo con le due viti.
— Collegare il cavo di alimentazione ad una batteria da 6 volt. Il conduttore color rosso va collegato al polo positivo (+).
— Il filo nero è collegato internamente alla carcassa metallica dell'ondametro.
— Accendere lo strumento portando l'interruttore in posizione ON; infilare nell'apposito jack (phones) la spina di un paio di cuffie.
— Scegliere la gamma interessata mediante il commutatore RANGE SWITCH.
— Portare la sintonia in corrispondenza dello zero della scala.
— Ruotare il correttore « SET ZERO » sino ad udire una nota in cuffia: aggiustare per un battimento zero.
— Ruotare quindi la sintonia sino a farla coincidere con la lettura 100; avvicinandosi a questa posizione si dovrà udire una nota di battimento della calibrazione 100. Diversamente lo strumento richiede una ulteriore taratura, come descritto nel capitolo « Manutenzione ».

6. SCELTA DI UNA DETERMINATA FREQUENZA.

Dopo la pretaratura iniziale, portare la sintonia in corrispondenza della terza e quarta cifra della frequenza interessata (in KHz). Per esempio, se è necessario portare l'ondametro sulla frequenza di 7254 KHz, la gamma sarà quella da 4000 a 8000 KHz e la sintonia verrà portata in cirrispondenza di 54 KHz. In queste condizioni il generatore produce diverse frequenze intervallate di 100 KHz e cioè ... 7154, 7054, 6954 ... 7254, 7354 ... KHz ed è perciò che l'apparato in esame deve essere pretarato con una tolleranza non maggiore di ± 50 KHz. Ciò può essere accertato mediante controlli preliminari descritti nel paragrafo 12.

7. ACCOPPIAMENTO.

— Collegare uno spezzone di filo isolato, lungo circa mezzo metro, al morsetto « COUPLING » portandolo vicino al ricevitore o al trasmettitore in esame.
— Se trattasi di un trasmettitore, ascoltare in cuffia i battenti sino ad otte-

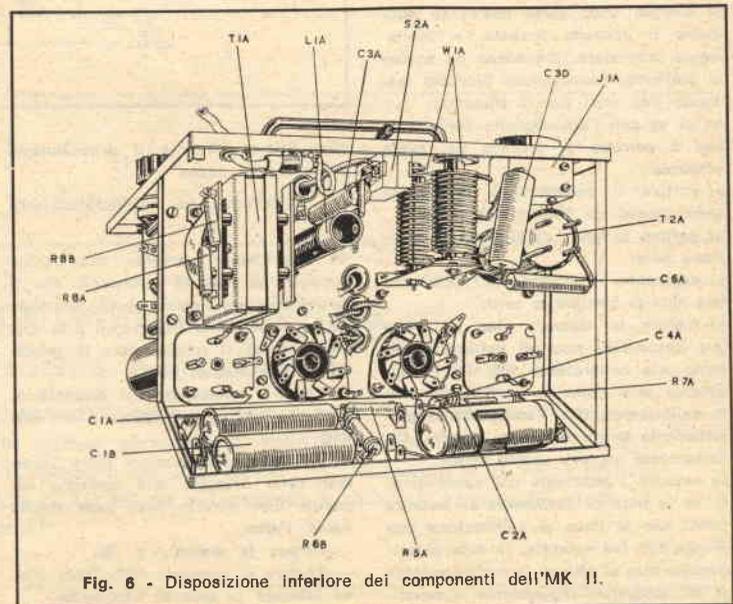



Fig. 6 - Disposizione inferiore dei componenti dell'MK II.

nere la nota più robusta. Per facilitare questa ricerca è consigliabile di allontanare il filo di accoppiamento in modo da evitare il generarsi di note spurie di battimento.

— Se trattasi di un ricevitore, ascoltare in cuffia e mantenere l'accoppiamento il più lasco possibile. Si raccomanda di usare sempre la nota di battimento più robusta. Per determinare la frequenza esatta di un dato segnale ricevuto portare la sintonia dell'ondametro sino ad ottenere il battimento zero. Premere il pulsante CHECK: la frequenza di eterodinaggio dovrebbe variare, confermando il battimento del segnale con l'oscillatore variabile dell'ondametro e non con una armonica del quarzo.

— La lettura della frequenza si ottiene dalla scala di sintonia dell'ondametro per la terza e quarta cifra, mentre le prime due cifre si ricavano dalla taratura della scala parlante del ricevitore.

Avvertenza importante.

Se l'oscillatore a quarzo non funziona, l'ondametro non funzionerà sulle due gamme 1900÷4000 KHz e 4000÷8000 KHz. Una indicazione che il quarzo non oscilla è data da un anormale ronzio in cuffia. Ciò accade anche quando il quarzo da 1 MHz non funziona. Il rumore è uguale in ogni caso, quando i quarzi oscillano regolarmente.

CAPITOLO III
MANUTENZIONE

13. ALLINEAMENTO DELLA SCALA.

— Non toccare MAI la spaziatura delle armature del condensatore variabile di sintonia C14A.

— L'allineamento della scala consiste nel variare l'induttanza e la capacità associate al circuito risonante dell'oscillatore variabile. Le induttanze che si trovano sulla parte destra in alto, dietro il pannello frontale, e debitamente schermate, prevedono un nucleo di poliferro, normalmente bloccato mediante una vite, per il trimming.

Se si sa che l'allineamento della scala non è corretto si proceda nel modo seguente:

a) portare il commutatore di gamma sulla gamma da 1900 a 4000 KHz;

b) portare la scala di sintonia in posizione zero;

c) aggiustare il comando SET ZERO per una nota di battimento zero;

d) ruotare la sintonia sino ad udire una successiva nota di battimento attorno alla calibrazione 100. Se il battimento zero coincide esattamente con la calibrazione 100, l'ondametro è perfettamente tarato su questa gamma. Diversamente seguire quanto segue:

e) estrarre l'ondametro dal contenitore;

f) se la nota di battimento si incontra prima che la linea di calibrazione raggiunga 100 (ad esempio, la nota di battimento zero si ottiene in corrispondenza di 96) aumentare leggermente la capacità del trimmer della bobina relativa alla gamma in esame;

g) portare la sintonia in corrispondenza dello zero;

h) sbloccare la vite di fissaggio della vite del nucleo e ruotare il nucleo stesso sino ad ottenere la nota di battimento;

i) portare la sintonia sino ad ottenere la nota di battimento in prossimità della calibrazione 100. Si dovrebbe trovare, dopo questa operazione, che la nuova lettura è più prossima a 100;

l) continuare l'operazione precedente sino a far coincidere esattamente gli estremi di calibrazione con il battimento zero;

m) resta comunque pacifico che se si verifica il caso contrario a quello visto e considerato nel sub-paragrafo f) la capacità del trimmer va diminuita leggermente;

n) commutare sulla gamma da 4000 a 8000 KHz e ripetere il procedimento descritto più sopra.

Fig. 7

14. TARATURA DEL CONDENSATORE C13A.

Se l'oscillatore variabile non oscilla (assenza di note di battimento con il quarzo interno) oppure oscilla in modo troppo pronunciato (battimenti a 50 KHz troppo forti) il condensatore di griglia C13A deve essere tarato:

— Estrarre l'ondametro dal contenitore;

— Commutare sulla gamma 1900 - 4000 KHz;

— Portare il condensatore C13A (trimmer color arancio) alla massima capacità, cioè con la linea nera rivolta verso l'alto.

— Portare la sintonia a 100.

— Ruotare il comando SET ZERO sino ad ottenere la nota di battimento.

— Ruotare il condensatore di griglia di un piccolo angolo in senso antiorario e quindi togliere il giravite. Se la nota è ancora presente, ruotare ancora lentamente con piccole variazioni successive, finchè la nota non scompare. Durante questa operazione il comando SET ZERO va raggiustato di volta in volta in modo da accertarsi che la nota scompaia, in quanto le variazioni di capacità di C13A modificano leggermente la sintonia dell'ondametro.

— Ruotare il condensatore di griglia in senso orario di circa 1,6 cm.

15. TARATURA DELLA RESISTENZA R9A.

Se si rende necessario sostituire la valvola oppure il quarzo, può essere necessario ritarare la resistenza R9A, ma è essenziale che prima sia tarato il condensatore di griglia C13A.

Per la taratura del potenziometro R9A si proceda nel modo seguente:

— estrarre l'ondametro dalla cassetta;

— commutare sulla gamma 1900 - 4000 KHz;

— portare il comando SET ZERO sulla nota di battimento;

— portare la sintonia vicino alla calibrazione 50 KHz in modo da udire la debolissima nota di battimento;

— regolare gradualmente R9A sino a ridurre di intensità la nota di battimento al valore più basso possibile. Assicurarsi che il massimo valore del potenziometro R9A si ottenga ruotando il cursore tutto in senso antiorario;

— portare la sintonia sullo zero;

— portare il commutatore sulla gamma 4000÷8000 KHz e controllare che il battimento zero risulti sufficiente, raggiungendo all'occorrenza un compromesso mediante R9A.

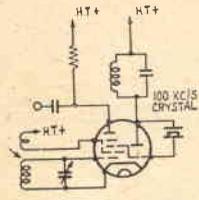



Fig. 1A - Circuito elettrico semplificato dell'ondametro Class D, 1.

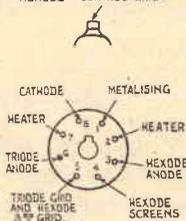



Fig. 1B - Zoccolatura della valvola ARTH2, vista dal sotto.

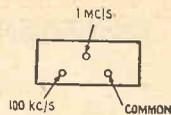



Fig. 1C - Connessioni del quarzo, viste dal sotto.

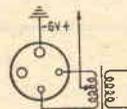



Fig. 1D - Connessioni del vibratore, viste dal sotto.

Fig. 7 - Schema elettrico dell'ondametro

Lista dei componenti principali.

P1A - lampadina 6 volt; 0,06 A
L1A - impedenza
C1A - 8µF, elettrolitico
C1B - 8µF, elettrolitico
C2A - 50 µF, 12 volt
C3A - 0,1 µF
C3B - 0,1 µF
C3C - 0,1 µF
C3D - 0,1 µF
C4A - 0,01 µF
C6A - 0,001 µF
C5A - 0,001 µF
C7A - 300 pF ± 1%
C8A - 135 pF ± 1%
C17A - 25 pF (MK I); 20 pF (MK II)
C9A - 50 pF
C10A - 5 pF
C10B - 5 pF
C11A - 1 pF
C12A - 20 pF (MK I)
C12A - 50 pF (MK II)
C12A - 25 pF (MK II*)
C12B - 20 pF (MK I)
C12B - 50 pF (MK II)
C12B - 25 pF (MK II*)
C13A - 15-60 pF
C16A - 35 pF
C14A - 20 pF
C15A - 8 pF
L2A - 8 mH
L3A - bobina di reazione gamma 4000/8000 KHz
L5A - bobina sintonia 4000/8000 KHz
L4A - bobina di reazione per 1900/4000 KHz
L6A - bobina di sintonia per 1900/4000 KHz
J1A - jack per cuffie
X1A - quarzo per 100 KHz
X2A - quarzo per 1000 KHz
W1A - raddrizzatore a ponte
R1A - 2MΩ
R2A - 500.000 Ω
R3A - 100.000 Ω
R4A - 20.000 Ω
R5A - 2000 Ω
R6A - 1000 Ω
R6B - 1000 Ω
R7A - 820 Ω
R8A - 150 Ω
R8B - 150 Ω
R9A - potenziometro da 50000 Ω
S1A - commutatore 3 posiz., 4 vie
S2A - interruttore acceso/spento
T1A - trasformatore per il vibratore
T2A - trasformatore di BF
V1A - valvola ARTH2 = 6TE8 = ECH43
VR1A - vibratore

Tutte le resistenze sono da 1/2 W.

L'ondametro MK II potrà essere richiesto alla ditta Paoletti Ferrero, Via Folco Portinari 18 rosso, Firenze.

Oltre **1.000** pagine

LIRE 3.000

Prenotate il CATALOGO GENERALE COMPONENTI ELETTRONICI G.B.C. 1965 di prossima edizione.

OFFERTA SPECIALE

A tutti coloro che si abboneranno a **"Selezione di Tecnica Radio TV."** sarà inviato quale omaggio il citato Catalogo. - C.C.P. 3/40678 versamento Lire 3.500

TRASMETTITORE MOBILE FM CON VALVOLE QUICK-HEATING

Introduzione.

Grazie all'impiego delle modernissime valvole « quick-heating » per applicazioni VHF e UHF di potenza è possibile costruire un trasmettitore portatile o mobile con un tempo di riscaldamento dei filamenti inferiore a 0,5 secondi.
Dal manuale « Applicazioni Componenti Elettronici Professionali » della Philips abbiamo tratto il trasmettitore portatile modulato in frequenza con una deviazione massima di 2 × 15 KHz e con una potenza d'uscita 13 W, riportato in fig. 1. La tensione di alimentazione è 13,8 V.

Descrizione del circuito.

In fig. 1 è lo schema elettrico del trasmettitore. La tensione continua per l'oscillatore e per il diodo·varicap BA102 viene stabilizzata mediante un diodo Zener (OAZ207), in modo da diminuire la distorsione di modulazione. L'uscita dell'oscillatore viene accoppiata ad uno stadio amplificatore formato da un transistore AFY19. La modulazione di frequenza è ottenuta grazie all'impiego di un diodo varicap inserito nel circuito di base del transistore AFY19. Lo stadio amplificatore è seguito da una valvola doppia « quick-heating » di cui la prima sezione funziona da triplicatore di frequenza, mentre la seconda sezione svolge la funzione di duplicatore di frequenza.
Lo stadio duplicatore di frequenza pilota uno stadio triplicatore di frequenza equipaggiato con una valvola YL1130, un'altra « quick-heating ». La corrente d'anodo è circa 2×23 mA e consente una uscita sufficiente a pilotare lo stadio finale di potenza.
Lo stadio finale impiega una terza « quick-heating », tipo YL1020; la tensione di anodo non supera 300 volt e così la corrente d'anodo è contenuta entro 100 mA ciò a ragione della non eccessiva potenza di pilotaggio. L'efficienza è tuttavia molto buona.
I filamenti delle valvole YL1080 e YL1130 sono collegati a una massa artificiale tramite una presa intermedia resistiva per ridurre il livello di rumore della banda laterale. Il piedino N. 4 della valvola YL1020 va collegato a massa per minimizzare le spurie AM.
Nella tabella che segue si riportano le tensioni e le correnti delle valvole.

		Va	V_{g2}	V_{g1}	Ia	I_{g2}	I_{g1}
YL1020	Stadio d'uscita	300 V	196 V	32,0 V	98,0 mA	5,00 mA	2,20 mA
YL1130	Triplicatore	174 V	139 V	78,5 V	56,5 mA	8,40 mA	1,87 mA
YL1080	Duplicatore	196 V	135 V	78,0 V	27,0 mA	2,25 mA	0,94 mA
	Triplicatore	196 V	135 V	45,5 V	20,5 mA	2,25 mA	0,55 mA

ASY 27
ASY 27
OAZ 207
AF115
BA102
AFY 19
YL1080(1)
200 V
L8 coupled with L10
300V
200V
4 x BY100
2 x ASZ18
13.8V
YL1080(2)
YL1130
YL1020
300 V

Fig. 1

Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore mobile FM per 470 MHz impiegante valvole « quick-heating » negli stadi di potenza.

Note al circuito.

R1 - kOhm (potenziometro)
R2 - 12 kOhm
R3 - 4,7 kOhm
R4 - 4,7 kOhm
R5 - 3,3 kOhm
R6 - 50 kOhm (potenziometro)
R7 - 10 kOhm
R8 - 6,8 kOhm
R9 - 2,2 kOhm
R10 - 1,5 kOhm
R11 - 1 kOhm
R12 - 100 kOhm
R13 - 12 kOhm
R14 - 1,8 kOhm
R15 - 100 kOhm
R16 - 390 Ohm
R17 - 390 Ohm
R18 - 1 kOhm
R19 - 220 Ohm
R20 - 33 Ohm
R21 - 1 kOhm
R22 - 82 kOhm
R23 - 39 Ohm
R24 - 39 Ohm
R25 - 22 Ohm
R26 - 22 Ohm
R27 - 5 Ohm (2×10 Ohm in parallelo)
R28 - 25 Ohm (potenziometro)
R29 - 220 Ohm
R30 - 27 kOhm
R31 - 82 kOhm
R32 - 1 kOhm
R33 - 82 kOhm
R34 - 1 kOhm
R35 - 82 kOhm
R36 - 6,8 kOhm
R37 - 390 Ohm
R38 - 100 Ohm
R39 - 27 kOhm
R40 - 1 kOhm
R41 - 27 kOhm
C1 - 100 μF, 25 V
C2 - 18 nF
C3 - 100 μF, 16 V
C4 - 10 μF, 16 V
C5 - 8,2 nF
C6 - 100 μF, 16 V
C7 - 47 nF
C8 - 180 pF
C9 - 3,9 nF
C10 - 680 pF
C11 - 25 pF (trimmer)
C12 - 120 pF
C13 - 1,2 pF
C14 - 22 pF
C15 - 25 pF (trimmer)
C16 - 680 pF
C17 - 3,9 nF
C18 - 25 pF (trimmer)
C19 - 3,9 nF
C20 - 3,9 nF
C21 - 3,9 nF
C22 - 3,9 nF
C23 - 680 pF
C24 - 25 pF (trimmer)
C25 - 3,9 nF
C26 - 3,9 nF
C27 - 8 + 8 μF, 350 V
C28 - 8 + 8 μF, 350 V
C29 - 2 μF, 10 V
C30 - 8 + 8 μF, 350 V
C31 - 25 μF, 350 V
C32 - 25 μF, 350 V
C33 - 25 μF, 25 V
C34 - 120 pF
C35 - 25 pF (trimmer)
C36 - 25 pF (trimmer)
C37 - 680 pF
C38 - 680 pF
C39 - 120 pF
C40 - 3,9 nF
C41 - 3,9 nF
C42 - 3,9 nF
C43 - 120 pF
C44 - 6,4 pF (split-stator)
C45 - 120 pF
C46 - 120 pF
C47 - 120 pF
C48 - 120 pF
C49 - 6,4 pF (split-stator)
C50 - 6,4 (split-stator)
C51 - 12 pF
C52 - 12 pF per i piedini 3 e 5
C53 - 3,9 pF
C54 - 3,9 pF
C55 - 12 pF
C56 - 12 pF
C57 - 12 pF
C58 - 6,4 pF (split-stator)
C59 - 16 pF (trimmer)
L1 - A3.166.38.0
L2 - 28 spire, filo di rame smaltato da 0,45 mm, avvolgimento stretto su una resistenza da 10 MΩ, 1 W; presa alla terza spira dal lato freddo.
L3 - 11 spire, filo di rame smaltato da 1 mm; diametro avvolgimento 12 mm.
L4 - VK200 10/4B.
L5 - L3, presa a 1,1 spira dal lato freddo.
L6 - 10 spire, filo di rame smaltato da 0,7 mm; diametro avvolgimento 4,2 mm.
L7 = L4
L8 - 3 spire, filo smaltato di rame da 1,5 mm; diametro avvolgimento 12 mm.
L9 = L1
L10 = L8
L11 = L4
L12 - 2 spire, filo di rame smalto da 1,2 mm; diametro avvolgimento 10 mm.
L13 = L6
L14 - 2×1,5 spire, filo di rame smaltato da 1,5 mm; diametro avvolgimento 10 mm.
L15 = L6
L16 = L6
L17 = L6
L18 - linea di rame argentata, Ø 5 mm; lunga 80 mm; distanza tra L18 e L19 circa 12 mm.
L19 = L18
L20 = L6
L21 - linea di rame argentata, Ø 5 mm; lunga 70 mm; distanza tra L21 e L22 circa 15 mm.
L22 = L21
L23 = L6
L24 = L6
L25 - L18; distanza tra L25 e L26 circa 12 mm.
L26 = L18
L27 = L6
L28 - bobina a forma di U, filo di rame smaltato da 2 mm; lunghezza della U = 28 mm; apertura dei due bracci = 18 mm.

Dati sul trasformatore

Nucleo: M65 FxC3E; traferro: 2×0,2 mm.
Avvolgimento di collettore: 2×30 spire di filo di rame smaltato da 1,6 mm.
Avvolgimento di base: 2×5 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm.
Avvolgimento di alta tensione: 237 spire, filo di rame smaltato da 0,45 mm; e 119 spire di filo da 0,35 mm.
Avvolgimento per il filamento della YL1080: 4 spire di filo di rame smaltato da 1,5 mm.
Avvolgimento per il filamento della YL1130: 2,5 spire, filo di rame smaltato da 1,5 mm.
Avvolgimento per il filamento della YL1020: 4 spire di filo di rame smaltato da 1,5 mm.
Dissipatore per ciascun transistore del convertitore DC: alluminio annerito 100x70x3 cm.
Il quarzo « X » è del tipo « overtone » per 28 MHz circa. Il numero totale delle moltiplicazioni di frequenza è (3x2x3) = 18 volte.

Queste le tensioni e le correnti dei transistori:

AFY19; (—Vce) = 11,76 volt; Ie = 62 mA
AF115; (—Vce) = 8,06 volt; Ie = 2,4 mA

La potenza d'uscita dello stadio finale è 13 watt, per cui l'efficienza è 44,2%.
Il tempo di riscaldamento dei filamenti è inferiore a 0,45 secondi. La corrente totale assorbita è 5,5 Ampere con una tensione di alimentazione di 13,8 volt; perciò la potenza totale assorbita è 76 W con una efficienza totale del 17,1 %.

SORGENTE LUMINOSA AD INTENSITA' COSTANTE

In fig. 1 è un semplicissimo dispositivo che consente di alimentare a corrente costante una qualunque sorgente (ad esempio una lampadina L). Nel caso appunto di una lampadina L, il circuito consente, compatibilmente con le caratteristiche di quest'ultima, di ottenere una sorgente luminosa di intensità costante al variare della tensione di alimentazione.
Con una tensione di alimentazione variabile o fluttuante da 9 a 21 volt la variazione di luminosità è inferiore all'1%.
Il diodo Zener(z) ha un punto di Zener eguale a 6,8 volt.
Il potenziametro R2, a variazione lineare, serve a predisporre il circuito per una determinata intensità luminosa.

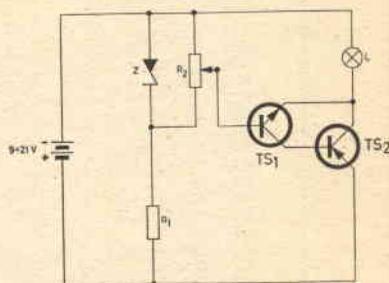



Fig. 1a

LAMPEGGIATORE ALTERNATIVO

Il multivibratore astabile di fig. 1 è in realtà un lampeggiatore alternativo che trova interessanti applicazioni pratiche.
La frequenza del multivibratore è circa 0,3 Hz. Il periodo è circa 3 secondi. La tensione di alimentazione è 6 volt.
Tutte le resistenze sono da 1/2 W.

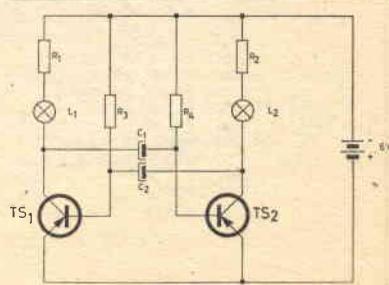



Fig. 1b

CALIBRATORE DI TENSIONE

Fig. 1a - Schema elettrico della sorgente luminosa ad intensità costante.

Note allo schema.

TS1 - OC141
TS2 - ASZ17
Z - 1Z6,8
R1 - 390 Ω; ½ W
R2 - 10 KΩ; potenziometro trimmer
L - lampadina 6,3 volt; 0,150 A

Fig. 1b - Schema elettrico del lampeggiatore alternativo.

Note al circuito.

TS1 - ASY80
TS2 - ASY80
L1 - lampadina da 4,5 volt; 0,2 A
L2 - lampadina da 4,5 volt; 0,2 A
C1 - 1000 μF; 12 volt
C2 - 1000 μF; 12 volt
R1 - 15 Ω; ½ W
R2 - 15 Ω; ½ W
R3 - 1,5 KΩ; ½ W
R4 - 1,5 KΩ; ½ W

Fig. 1 - Schema elettrico del calibratore di tensione.

Note al circuito.

R1 - R4 - 330 KΩ; ½ W
R2 - R3 - 10 KΩ; ½ W
R5 - 22 KΩ; ½ W
R6 - 220 KΩ; ½ W
R7 - 3000 Ω; ½ W; 1%
R8 - 1050 Ω; ½ W; 1%
R9 - 300 Ω; ½ W; 1%
R10 - 150 Ω; ½ W; 1%
C1 - C2 - 2 KpF; 50 volt
C3 - 75 KpF; 50 volt
C4 - 25 μF; 25 volt
D1 - D2 - OA75; 1N34A
TR1 - TR2 - TR3 - 2N217; OC72
B1 - B2 - 1,5 volt al mercurio
B3 - 15 volt (vedi testo)
S1 - interruttore tripolare

Uno dei più utili accessori per un oscillografo o per un voltmetro è il calibratore di tensione. Infatti questo viene impiegato nella calibrazione dell'amplificatore verticale dell'oscillografo consentendo accurate misure dell'ampiezza della forma d'onda che appare sullo schermo, comparandola con la tensione di calibrazione il cui valore è noto con buona precisione.

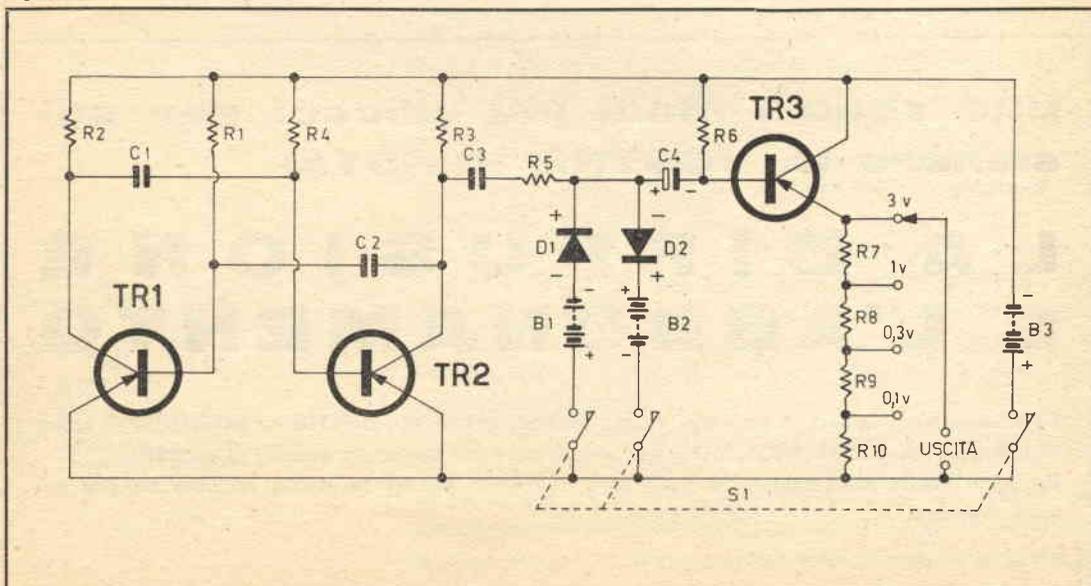
Il calibratore che si descrive si deve a J. Wiedeman, ed è rappresentato nello schermo elettrico di fig. 1. Si tratta in sostanza di un generatore di onde quadre con uscite calibrate di 0,1; 0,3; 1,0 e 3,0 volt da picco a picco. La precisione delle tensioni d'uscita è determinata dalla precisione del divisore di tensione da R7 a R10.

La stabilità d'uscita dipende dalla tensione delle batterie da 1,5 volt, B1 e B2. È perciò raccomandabile l'impiego di batterie al mercurio.

Per la calibrazione dei voltmetri si deve tener presente che il valore misurato da questi è il valore efficace di una onda sinusoidale e cioè 0,707 volte la tensione da picco a picco di un'onda sinusoidale.

Il circuito.

Nello schema elettrico di fig. 1, troviamo 3 parti: un multivibratore che produce un'onda quadra la cui frequenza, peraltro non critica, è di circa 500 Hz; un clipper formato da due diodi che limita il livello del segnale del moltivibratore a 3 volt da picco

Fig. 1

a picco all'ingresso della base dell'ultimo transistore; uno stadio ad inseguitore emettitorico che separa il carico d'uscita dal clipper e dall'oscillatore.
Poichè la tensione emittitore-collettore di un transistore in saturazione è circa 0,25 volt, l'ampiezza da picco a picco dell'uscita del multivibratore è uguale alla tensione di alimentazione diminuita di 0,25 volt. Poichè il clipper lascia passare solo una piccola parte di questa ampiezza, il valore del segnale prima del clipper non ha alcuna importanza. Perciò lo tensione di alimentazione può variare da 7 a 20 volt massimi. Il condensatore C3 blocca la componente continua prima che il segnale venga applicato al tosatore. Il circuito tosatore (clipper) consiste di due diodi al germanio e due batterie. Il diodo CR1 inizia a condurre quando la tensione al suo catodo supera — 1,5 volt ed il diodo CR2 conduce quando la tensione al suo anodo supera + 1,5 volt. In tal modo la tensione alla base di V3 viene limitata a 3 volt. Le resistenze nel circuito di emettitore dello stadio d'uscita formano l'attenuatore.
La tolleranza delle resistenze non dovrebbe superare l'1%.
Qualora si usassero transistori diversi da quelli indicati in fig. 1, e cioè con diverso beta potrebbe essere necessaria la sostituzione delle resistenze di polarizzazione di base, R1 e R4, in modo da assicurare l'innesco delle oscillazioni. Se si impiegano transistori NPN è necessario invertire la polarità della sola batteria B3.
Il calibratore è di semplicissima costruzione, tantochè può essere presa in esame la possibilità di installarlo all'interno stesso dell'oscillografo.
L'alimentazione per B3 può essere ricavata dal raddrizzamento della tensione del filamento delle valvole ed opportunamente filtrata.

ALLARME ANTIFURTO A RAGGI INFRAROSSI

NUOVI DISTRIBUTORI DEI PRODOTTI SGS IN LOMBARDIA E IN PIEMONTE.

Agrate, Milano. **La ditta Marcucci** è stata scelta dalla SGS come nuovo distributore per la Lombardia dei suoi semiconduttori planari al silicio. La ditta **Marcucci** ha sede in **Milano, Via Fratelli Bronzetti 37.**

La **Società Carter** con sede in **Torino, Via Saluzzo 11 bis**, ha assunto analogo incarico di distributore per il Piemonte.

Commentando l'annuncio, il Sig. Piero Ciacchella, direttore delle Vendite della SGS nel Sud-Europa, ha sottolineato l'esperienza delle due ditte e la loro specializzazione nel settore dei componenti elettronici. La SGS e la sua consociata Fairchild Semiconductor (USA), sono i maggiori produttori nel mondo di circuiti integrati, transistori e diodi planari al silicio.

Il dispositivo d'allarme per antifurto è un argomento che ha sempre interessato un pubblico che è senza dubbio molto più vasto dell'abituale lettore di riviste di elettrotecnica o di elettronica in genere.

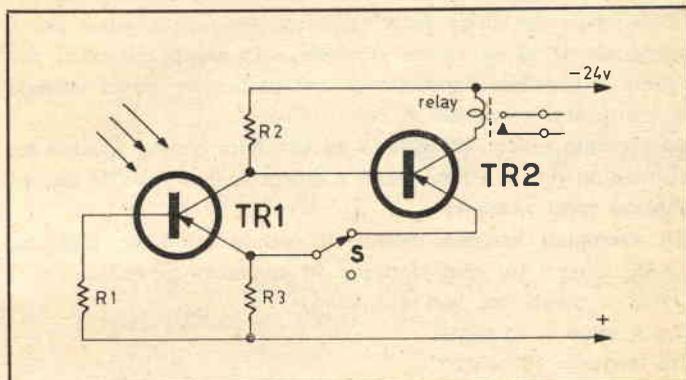
Le applicazioni di un simile dispositivo d'allarme sono molteplici e ciò spiega il grande interesse. Molti sono i tipi proposti via via dalle varie riviste, taluni ottimi, altri meno; purtuttavia il dispositivo presentato in un recente libretto della Philips e che qui riportiamo per i nostri Lettori si discosta alquanto dai tradizionali sistemi e perciò degno della massima attenzione.

Il circuito è indicato in fig. 1.

I due transistori (e più precisamente un fototransistore OCP71 ed un transistore BCZ11) sono montati in un circuito di tipo bistabile, quando cioè uno di essi è in conduzione l'altro è bloccato.

Fig. 1

Fig. 1 - Schema elettrico del circuito di allarme a raggi infrarossi.

Note al circuito.

R1 - 15 KΩ; ½ W
R2 - 22 KΩ; ½ W
R3 - 560 Ω; ½ W
Rel. - 1250 Ω
TR1 - fototransistore OCP71
TR2 - transistore tipo BCZ11

Si dia il caso che il transistore TR1 non sia illuminato; TR2 è in saturazione e questo stato è provocato dalla corrente di base che circola in R2. Ora, la tensione emettitore-base del fototransistore TR1 è negativa, a causa della suddivisione della tensione tra il relay (Rel.) ed R3, cosicchè il transistore TR1 è bloccato.

Questa condizione viene mantenuta anche se in seguito il fototransistore viene illuminato dalla sorgente di raggi infrarossi, ma premendo per un istante l'interruttore S l'emettitore di TR1 è connesso momentaneamente a massa cosicchè, se l'illuminazione è sufficiente TR1 va in saturazione, cioè passa nell'altro stato stabile.

Interrompendo la radiazione di raggi infrarossi, TR2 viene portato di nuovo in saturazione ed il relay si eccita.

La radiazione infrarossa può essere ottenuta con una làmpadina d'automobile da 12 volt 36 W, sottoaccesa.

Il relay (Rel.) deve avere una resistenza di circa 1000 ÷ 1500 Ω.

UN FRANCOBOLLO COMMEMORATIVO PER GLI OM AMERICANI

Entro la fine dell'anno in corso, il Dipartimento delle Poste Americane emetterà uno speciale francobollo commemorativo in onore dei radiooperatori e del mezzo secolo di pubblico servizio e progressi nel campo delle radiocomunicazioni fatte dalla « ARRL » (American Radio Relay League, il cui organo ufficiale è la rivista QST).

Più di cento milioni di copie del nuovo francobollo saranno stampate e vendute in tutti gli U.S.A. da circa 40.000 uffici postali, procurando una enorme pubblicità alla attività radiantistica.

L'ARRL ha provveduto a far stampare una speciale busta per il primo giorno di emissione. Durante questo primo giorno il francobollo con busta sarà in vendita solo in alcuni uffici postali provvisti dello speciale timbro di annullamento. La busta raffigurerà tra l'altro la copertina del maggio 1964 della menzionata rivista QST. La busta è stata incisa e disegnata per l'ARRL dalla Art Craft, la più famosa creatrice di buste per il primo giorno di emissione. Tuttavia solo presso gli uffici dell'ARRL è possibile l'acquisto di una particolare busta ufficiale in tre diversi esemplari di colore diverso.

Un apposito ufficio affrancherà ed annullerà queste speciali buste con un timbro straordinario e quindi inviate agli OM che ne abbiano fatto richiesta.

Gli esemplari saranno inoltre di grande interesse filatelico.

L'ARRL offre i tre esemplari per 70 centesimi di dollari.

Questi i prezzi dei vari esemplari:

Busta unica = 25 cents.

Tre buste = 70 cents.

Una coppia (due francobolli con unica busta) = 30 cents.

Quattro francobolli su unica busta = 40 cents.

Foglietto di quattro francobolli = 75 cents.

La busta contiene un inserto (naturalmente in lingua americana) con la descrizione dell'attività radiantistica.

Chiunque desiderasse ricevere una delle offerte dell'ARRL, riportate più sopra, potrà inviare il proprio nome, cognome ed indirizzo, in modo leggibile (se possibile a macchina o in stampatello) assieme alla cifra necessaria a:

Commemorative Stamp Departement
AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE
225 Main Street
NEWINGTON, Connecticut 06111 - U.S.A.

Si raccomanda di aggiungere circa 15 cents in più per sostenere le spese di spedizione oltre oceano.

IL SURPLUS DELLO ZIO SAM

Ci siamo ripromessi di tenere sempre d'occhio il surplus americano perchè ogni giorno ci sbalordisce di più.
L'ultima novità ci viene dalla FM SALES CO.
Leggete attentamente:
Ricetrasmettitore UHF a modulazione di frequenza portatile o mobile, controllato a quarzo della Motorola, tipo T44A-6. Alimentazione da 6 a 12 volt. Trasmettitore con potenza d'uscita pari a 18 W con valvola finale e valvola triplicatrice di frequenza 2C39. Ricevitore a tripla conversione, supereterodina controllata a quarzo, sensibilità 0,8 μV! Banda UHF da 450 a 470 MHz. Il tutto, completo di quarzi e valvole (che sono più di 40 a giudicare dalle fotografie), viene ceduto a soli 52,50 dollari. Una seconda « occasionissima » surplus è una apparecchiatura portatile, per 150 MHz. Il trasmettitore ha una potenza RF di 10 W e monta le valvole tipo 2E26. Alimentazione a 12 V da batteria.
Viene ceduto a soli 34,95 dollari.
Questo l'indirizzo completo:

FM SALES CO.
1100 Tremont Street
Roxbury 20
Massachussets, U.S.A.

« CORSO TRANSISTORI ». Il corso completo sui transistori viene pubblicato a fascicoli. Ogni mese troverete quattro pagine numerate progressivamente, da raccogliere insieme seguendo l'ormai fortunatissima moda. Il corso è corredato di schemi elettrici applicativi ed esemplicativi che faciliteranno lo studio.

c) Curva caratteristica —I_B = (—V_{BE}) per differenti valori di —V_{CE}.

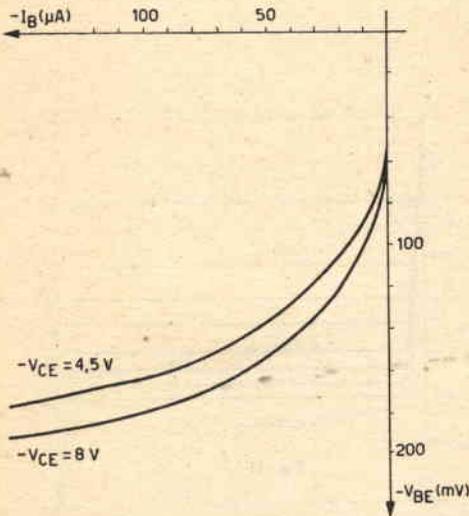



Fig. 9

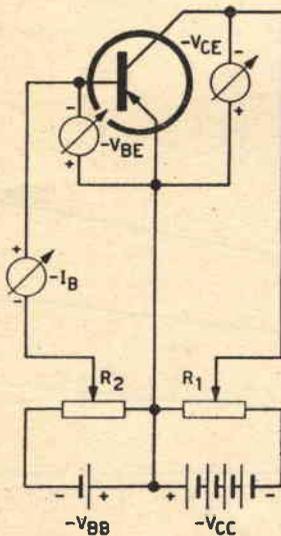



Fig. 10 e 12

Questa curva (fig. 9) rappresenta le variazioni della corrente di base, —I_B, in funzione delle variazioni della tensione base-emettitore, —V_{BE}, per differenti valori della tensione collettore-emettitore, —V_{CE}.
Il circuito impiegato è quello della fig. 10.
La tensione base-emettitore si regola mediante R_2; la tensione collettore-emettitore mediante R_1.
—V_{BE} viene misurata mediante un millivoltmetro per corrente continua inserito tra la base e l'emettitore del transistor.
Si regoli —V_{CE} = 4,5 V mediante R_1, indi si faccia variare —V_{BE}; si notino, per differenti valori di —V_{BE}, i corrispondenti valori di —I_B.
Le curve indicate in fig. 9 sono state ottenute ripetendo le misure precedenti per differenti valori di —V_{CE}.

d) Curva caratteristica —V_{BE} = f (—V_{CE}) per differenti valori di —I_B.

Questa curva (fig. 11) rappresenta le variazioni della tensione base-emettitore, —V_{BE}, in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore, —V_{CE}, per differenti valori della corrente di base, —I_B.
Il circuito impiegato è quello della fig. 12.
Si regoli, mediante R_2, —I_B = 10 µA. Si faccia variare, mediante R_1, —V_{CE} e si notino, per differenti valori di —V_{CE}, i corrispondenti valori di —V_{BE}.
La famiglia di curve indicata in fig. 11 si è ottenuta ripetendo le precedenti misure per differenti valori della corrente di base.
Nell'impiego di queste curve caratteristiche noi useremo sempre la disposizione degli assi (ascissa e ordinata) quale risulta rappresentata nella fig. 4.

IMPIEGO DELLE CURVE CARATTERISTICHE.

La caratteristica —I_C = f (—V_{CE}) per differenti valori di —I_B e la caratteristica —I_B = = f (—V_{BE}) per differenti valori di —V_{CE}, hanno una considerevole importanza nello studio del funzionamento del transistor.
La prima di queste curve caratteristiche consente infatti di definire il comportamento dell'uscita del transistor e del carico; *la seconda* caratteristica consente invece di definire il comportamento dell'ingresso del transistor e del circuito ad esso collegato.
Le curve caratteristiche —I_C = f (—I_B), per differenti valori di —V_{CE}, e le curve caratteristiche —V_{BE} = *f* (—V_{CE}), per differenti valori di —I_B, sono meno importanti; le prime consentono di definire l'azione del circuito d'ingresso sul circuito di uscita, le seconde la reazione del circuito di uscita sul circuito d'ingresso.

Fig. 11

a) Curva caratteristica —I_C = f (—V_{CE}) per differenti valori di —I_B.

Questa curva caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di tre importanti elementi e cioè:
la resistenza di uscita del transistor,
il guadagno in corrente del transistor,
la retta di carico.
1) *Resistenza di uscita del transistor.*
La caratteristica impiegata è rappresentata in fig. 13. Sia —V_{CE} = 5 V; questa tensione corrisponde al punto A' sull'asse —V_{CE}. Tracciamo, dal punto A', la perpendicolare a questo asse e supponiamo che il transistor lavori con una corrente di riposo di base —I_B = 40 μA; questa perpendicolare taglia la caratteristica (—I_B = 40 μA) nel punto A. La sua proiezione sull'asse —I_C determina il punto A".
Prolunghiamo A"A; la caratteristica fa un

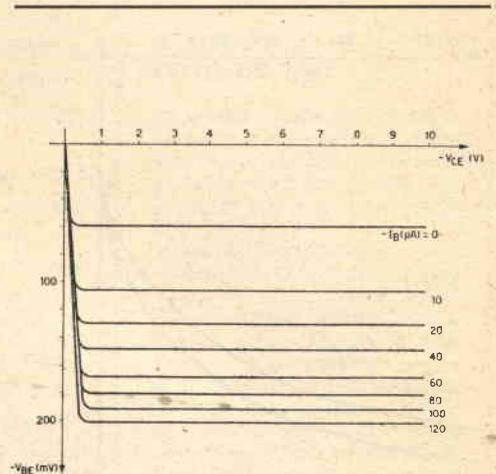
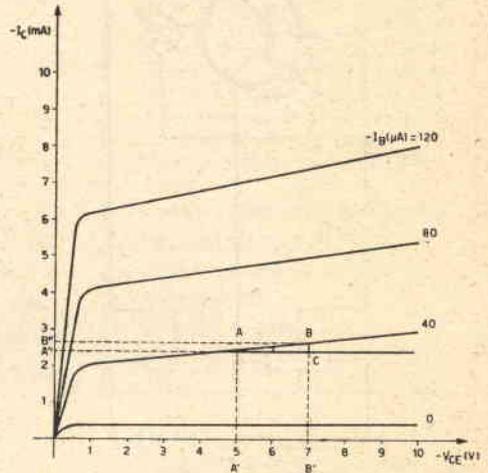



Fig. 13

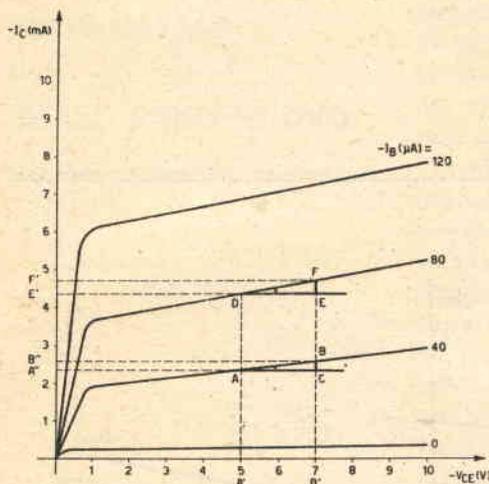



Fig. 14

angolo α con questa orizzontale. ([1])
Supponiamo che $-V_{CE}$ vari da 5 a 7 V (punto B); la perpendicolare innalzata da questo punto sull'asse $-V_{CE}$ determina il punto C sull'orizzontale (prolungamento di A''A) e un punto B sulla caratteristica. Proiettiamo il punto B sull'asse $-I_C$, (punto B'')

$$tg\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A''B''}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(A)}}$$

$\Delta I_C = 0{,}2\ mA = 2 \cdot 10^{4}$ A, $\Delta V_{CE} = 2$ V.

$$R_{S(A)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{2 \cdot 10^{-4}} = 10^{4} = 10.000\ \Omega.$$

La perpendicolare innalzata dal punto A' determina sulla caratteristica $-I_B = 80$ µA (fig. 14) il punto D. La proiezione del punto D sull'asse $-I_C$ determina un punto E'; la perpendicolare innalzata dal punto B' determina, su questa stessa caratteristica, un punto F; la proiezione di F sull'asse $-I_C$ è indicata da F'. L'angolo δ formato dalla caratteristica coll'orizzontale viene espresso mediante la sua tangente e cioè:

$$tg\delta = \frac{EF}{DE} = \frac{E'F'}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(D)}}.$$

A'B' rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore ΔV_{CE}, E'F' la variazione corrispondente (ΔI_C) della corrente di collettore.

$\Delta V_{CE} = 2$ V; $\Delta I_C = 0{,}3$ mA $= 3 \cdot 10^{-4}$ A

$$R_{S(D)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{3 \cdot 10^{-4}} = 6500\ \Omega.$$

ΔV_{CE} è costante nei due casi; ΔI_C è maggiore per l'angolo δ che per l'angolo α; infatti, E'F' è maggiore di B''A''.
Siccome la tangente dell'angolo δ è maggiore

della tangente dell'angolo α, anche $\dfrac{1}{R_{S(D)}}$ sarà maggiore di $\dfrac{1}{R_{S(A)}}$; di conseguenza, la resistenza di uscita del transistor, per $-I_B = 80\ \mu A$ (corrispondente a $-I_C = 4{,}5\ mA$), è inferiore a quella corrispondente a $-I_B = 40\ \mu A$ (corrispondente a $-I_C = 2.25\ mA$).

La resistenza di uscita del transistor viene definita, per una data tensione, dall'angolo che la caratteristica forma con l'orizzontale. Lo studio delle sue variazioni indica che essa tende a diminuire quando la corrente di collettore $-I_C$ aumenta; infatti, quando $-I_C$ aumenta, anche l'angolo formato dalla curva caratteristica con l'orizzontale aumenta e, conseguentemente, anche la tangente e diminuisce corrispondentemente la resistenza di uscita.

2) *Guadagno in corrente del transistor.*

Il guadagno in corrente di un transistor viene definito dal rapporto tra le variazioni della corrente di collettore, ΔI_C, e le variazioni della corrente di base che le hanno provocate, ΔI_B. Questa definizione vale per il montaggio con emettitore comune.

In questo caso, il guadagno in corrente viene indicato mediante le lettera α' o β per cui:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}.$$

Le caratteristiche impiegate sono rappresentate in fig. 15. Sia $-V_{CE} = 5$ V. Questa tensione è rappresentata sull'asse $-V_{CE}$ dal punto A.

Innalziamo la perpendicolare da questo punto; questa determina un punto B sulla caratteristica $-I_B = 10\ \mu A$ ed un punto C sulla caratteristica $-I_B = 20\ \mu A$.

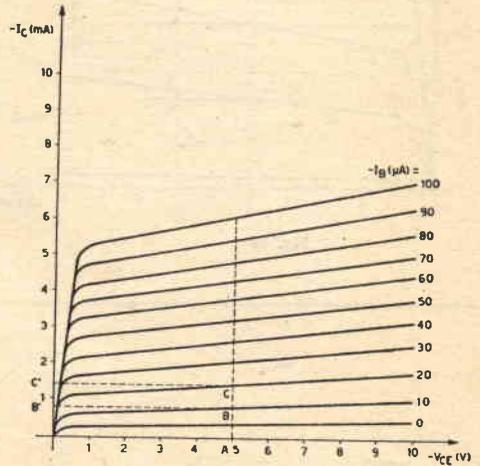



Fig. 15

PREAMPLIFICATORE TRANSISTORIZZATO PER 432 MHZ

La **Direzione**, la **Redazione** ed i **collaboratori** di **Elettronica Mese** unitamente ai sigg. **Inserzionisti** augurano un cordialissimo

BUON NATALE

E

FELICE ANNO NUOVO

Introduzione.

L'efficienza totale di un sistema ricevente UHF è limitato dal rumore associato al ricevitore, per cui è sempre desiderabile che il segnale all'ingresso del sistema sia il più alto possibile. Ciò può essere realizzato in due diversi modi: primo ricorrendo ad antenne complicate di elevato guadagno; secondo facendo precedere il ricevitore da un preamplificatore a basso rumore ed alto guadagno.

La realizzazione di una antenna ad alto guadagno anche se non richiede un forte immobilizzo di materiale è pur sempre cosa assai complessa e critica.

L'attuale disponibilità di semiconduttori per UHF ha aperto una nuova era nella progettazione di preamplificatori UHF, semplificando taluni problemi tipici dei circuiti impieganti valvole ad alta pendenza.

Attualmente la Philco sta producendo un transistore di basso costo per UHF, il tipo T2028, che ha un notevole guadagno fino a 800 MHz associato ad un basso rumore.

Grazie all'impiego del transistore menzionato, Martin Kaiser, ha realizzato un eccellente preamplificatore per la banda radiantistica dei 432 MHz, in seguito descritto sulle pagine della rivista « CQ ».

Queste le principali prestazioni: guadagno 10 db; rumore 4,5 db; alimentazione 12 V, 8 mA; dimensioni ridottissime; realizzazione semplicissima.

Il circuito elettrico è rappresentato in fig. 1. Si tratta di uno stadio amplificatore con base a massa con ingresso non sintonizzato. Le resistenze R1, R2 e R3 formano la rete di polarizzazione; i condensatori C2 e C3 sono dei bypass per radiofrequenza, mentre C1 e C4 sono condensatori di blocco; inoltre C4 serve a portare alla risonanza L1.

Fig. 1

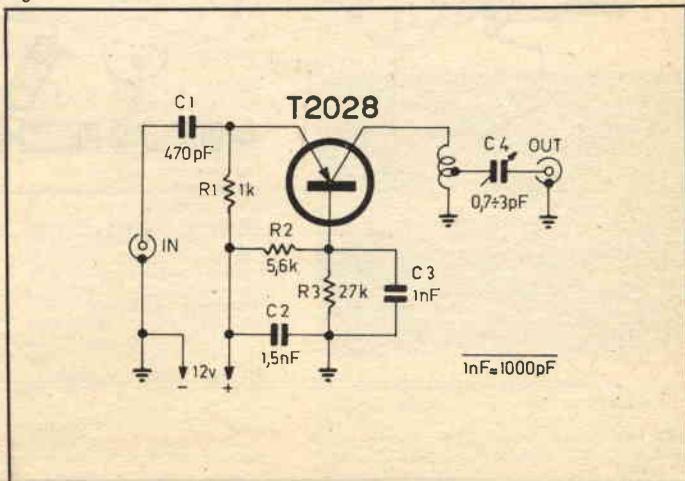



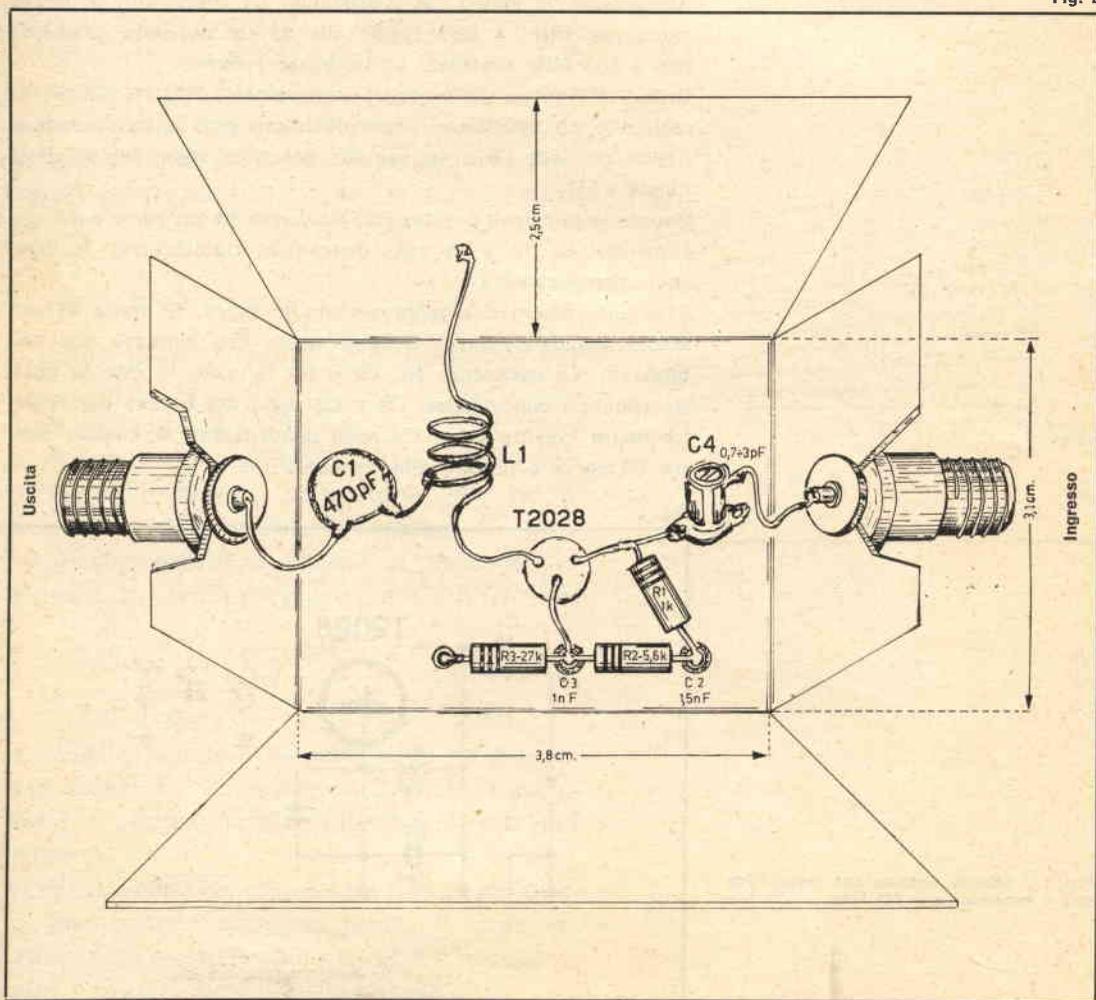
Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore a transistori per 432 MHz.

Costruzione.

Il telaio destinato ad alloggiare tutti i componenti sarà di ottone o rame, preferibilmente stagnato o argentato. Le dimensioni del telaio e la disposizione sono riportate in fig. 2. I condensatori C3 e C2 sono dei bypass o meglio ancora dei passanti (feed-through) ceramici saldati direttamente al telaio. La carcassa del transistore non essendo collegata internamente ad alcun elettrodo e consigliabile fissarla direttamente al telaio in modo che il transistore risulti meccanicamente solidale con il telaio stesso. È inutile raccomandare di mantenere le connessioni assai brevi. I reofori del transistore vanno tagliati a circa 5 mm dal corpo; durante la saldatura ai terminali del transistore si raccomanda di impiegare la solita pinzetta dissipatrice di calore onde non modificare le caratteristiche del transistore.

Il condensatore C2 serve anche a portare al contenitore l'alimentazione; infatti a C2 va collegato dall'esterno il polo positivo della batteria, mentre il polo negativo va collegato al telaio.

Fig. 2 - Schema pratico del preamplificatore. C1 e C2 sono condensatori passanti.

Fig. 2

I connettori coassiali d'ingresso e d'uscita sono del tipo BNC.

Messa a punto.

Ultimato il montaggio e riscontrata l'esattezza delle connessioni si applica la tensione di alimentazione (12 volt). L'unica taratura richiesta è quella inerente L1-C4; C4 ha tutte due le armature « calde » per cui è indispensabile l'impiego di un giraviti di materiale plastico per ottenere un picco sulla frequenza interessata. Il circuito si presta anche alla realizzazione di un preamplificatore per la ricezione del secondo programma televisivo. La sola variante in questo caso riguarda la bobina L4. Il preamplificatore può essere collegato nel punto più vicino all'antenna vera e propria, nel qual caso l'alimentazione in corrente continua può essere inviata sullo stesso cavo coassiale tramite un paio di adatte impedenze d'arresto d'alta frequenza, l'una all'inizio della discesa e l'altra al termine della discesa.

NOTIZIE SGS

LA SGS ANNUNCIA NUOVI SVILUPPI NELLA TECNOLOGIA DEI SEMICONDUTTORI

Agrate, Milano, Italia. La SGS-Fairchild (Europa) e la Fairchild Semiconductor (USA), che introducendo quattro anni fa il Processo Planare nella costruzione dei dispositivi a semiconduttore impressero una spinta decisiva allo sviluppo dell'elettronica, hanno annunciato la nascita della seconda generazione del Processo Planare, il Planare II.
Questo nuovo processo permette finalmente di ottenere il controllo delle caratteristiche di superficie nei dispositivi a semiconduttore. Su questo problema si sono concentrati gli sforzi di ricerca durante gli ultimi anni nella tecnologia dei semiconduttori, poichè esso rappresentava l'ultima grande barriera verso il pieno sfruttamento del potenziale del silicio come materiale per dispositivi a semiconduttore.
L'aumentata densità di componenti attivi su una sola piastrina, che il Processo Planare II permette di ottenere, è drammaticamente illustrata dalla microfoto di un circuito integrato contenente 456 componenti attivi. Essi sono interconnessi e funzionano come un completo circuito di 64 unità di memoria flip-flop più tutti i circuiti decodificatori d'ingresso. L'unica priastrina che li contiene misura meno di 13 mm². Un circuito simile, costruito con componenti separati, richiederebbe diversi pannelli di circuiti stampati e i relativi fili di interconnessione.
La SGS e la Fairchild hanno annunciato che parecchi nuovi prodotti deriveranno dal processo Planare II. Nei prossimi mesi saranno lanciati numerosi tipi di transistori bipolari, dispositivi ad effetto di campo, strutture di tipo MOS (metal oxide silicon) che elimineranno finalmente i problemi di temperatura e di stabilità inerenti a tali dispositivi, e una nuova generazione di circuiti integrati. I circuiti integrati che deriveranno i maggiori vantaggi dal processo Planare II sono complesse reti circuitali tali da essere usate per calcolatori e sistemi di guida.
L'idea per i dispositivi MOS che ora possono essere costruiti con il processo Planare II non è nuova; fu proposta per esempio in un brevetto inglese del 1955, ma la sua realizzazione pratica ha sempre dovuto essere rinviata a causa dei problemi di instabilità. La possibilità che il dispositivo operi con sufficiente affidamento dipende strettamente dall'estrema stabilità della superficie in condizioni molto più difficili di quelle riscontrate nei transistori bipolari normali.
Parecchie industrie di semiconduttori hanno lavorato sui problemi della stabilità di superficie nei dispositivi « metal-oxide-semiconductor » (MOS). Soluzioni provvisorie facenti uso di « anelli di guardia » diffusi, sono state usate da qualche produttore, ma i principali problemi di affidamento restavano aperti.
Il Planare II impedisce la concentrazione degli ioni all'interfaccia ossido-silicio, ed elimina perciò l'effetto di incanalamento che si sviluppa quando una controcarica è attirata in prossimità dell'interfaccia del silicio. Grazie al processo Planare II, gli ioni esistono solo in una quantità minima attraverso tutto l'ossido, e sono presenti solo come una carica immobile di superficie. Il processo Planare II provvede una completa immobilizzazione degli ioni e quindi la prima superficie veramente stabile per ogni dispositivo a semiconduttore.
Il successo nel conseguimento di strutture stabili di questo tipo da parte della SGS e della Fairchild è il risultato di continui studi sull'interfaccia silicio-ossido di silicio, che iniziarono anche prima dell'annuncio del primo transistore planare nel 1960. Questo successo implica un livello di conoscenza della superficie silicio-ossido di silicio che avrà effetti importanti su tutti i dispositivi planari.

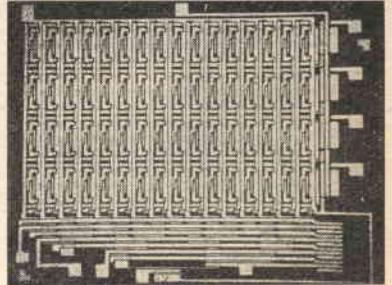



Fig. 1 - Microfoto di un circuito integrato sperimentale, comprendente 456 componenti attivi che svolgono le funzioni di un completo circuito di 64 unità di memoria Flip-Flop e di tutti gli elementi di decodificazione d'ingresso.

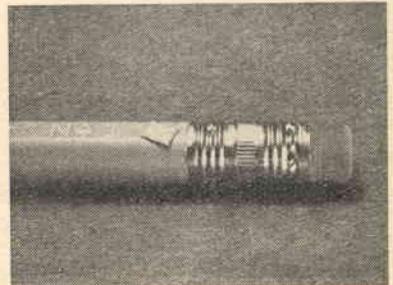



Fig. 2 - Un microcircuito integrato sperimentale, comprendente 456 componenti attivi che svolgono le funzioni di un completo circuito di 64 unità di memoria Flip-Flop e di tutti gli elementi di decodificazione d'ingresso, riposa su una matita.

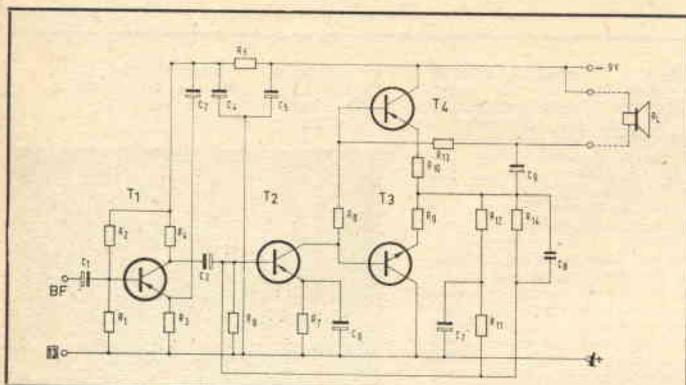
AMPLIFICATORE DI BF DA 800 mW SENZA TRASFORMATORI

La tecnica si evolve, si trasforma, migliora continuamente, costantemente.

Anche il circuito elettrico più avanzato, più avveniristico in breve tempo diventa vecchio, superato e subitamente relegato in un cantuccio tra le cose in disuso.

Riferendoci al caso specifico dei transistori la cosa è maggiormente vera perchè ogni giorno le grandi Ditte sfornano nuovi transistori adatti per ancora più nuovi circuiti.

Fig. 1

Fig. 1 - Shema elettrico dell'amplificatore da 800 mW.

Grazie proprio ad uno di questi nuovi circuiti possiamo oggi presentare alla attenta ed accorta perspicacia del Lettore un interessante amplificatore di bassa frequenza a transistori capace di una potenza d'uscita di circa 800 mW, **senza trasformatori!**

Lo schema è riportato in fig. 1 e si rifà ad analogo circuito apparso su una recentissima pubblicazione Philips.

Grazie all'assenza dei trasformatori, tutto l'amplificatore non è più ingombrante di un normale pacchetto di Nazionali.

Il preamplificatore è ottimo e si presta egregiamente per l'impiego con un microfono magnetico ed anche un rivelatore piezoelettrico.

L'alimentazione è del tipo con positivo a massa, tuttavia risultando il circuito montato su una unica basetta, se necessario, è possibile collegare a massa il polo negativo anzichè quello positivo.

Note al circuito.

R1 - 22 KOhm
R2 - 150 KOhm
R3 - 2,2 KOhm
R4 - 8,2 KOhm
R5 - 100 Ohm
R6 - 1,5 Ohm
R7 - 82 Ohm
RL - altoparlante 8÷10 Ω
R8 - 43 Ohm
R9 - 2,2 Ohm
R10 - 2,2 Ohm
R11 - 6,8 KOhm
R12 - 2,7 KOhm
R13 - 560 Ohm
R14 - 68 KOhm
C1 - 3,2 µF; 6,4 V
C2 - 64 µF; 10 V
C3 - 16 µF; 10 V
C4 - 320 µF; 10 V
C5 - 320 µF; 10 V
C6 - 125 µF; 2,5 V
C7 - 16 µF; 10 V
C8 - 220 pF
C9 - 320 µF; 10 V
T1 - AC125
T2 - AC126
T3-4 - AC127/128

Fig. 2 - Aspetto dell'amplificatore da 800 mW con aggiunta di uno stadio finale da 4 W. La variante allo schema, cioè con l'aggiunta di un ulteriore stadio di potenza, verrà pubblicato su uno dei prossimi numeri.

Unica precauzione è l'inversione delle polarità del condensatore elettrolitico d'accoppiamento C1.

L'amplificatore è formato da uno stadio preamplificatore (AC125); uno stadio pilota accoppiato direttamente allo stadio finale complementare formato dai transistori AC127 - AC128. L'amplificatore è controreazionato e consente una risposta in frequenza

Un'offerta speciale

La Ditta Gianni Vecchietti, via della Grada 2, Bologna, ha preparato la scatola di montaggio dell'amplificatore descritto a lato comprendente: condensatori, resistenze, transistori e piastra con circuito stampato già forato (escluso altoparlante) al prezzo di L. 5.800.
Per pagamento anticipato viene abbonata la spesa di spedizione ed imballo.
Contrassegno, L. 300 in più.

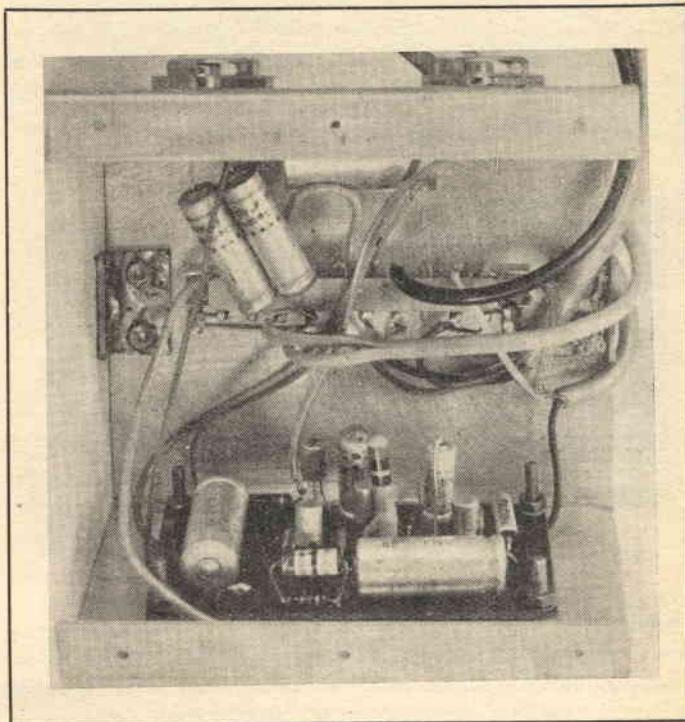



Fig. 2

da 100 a 12000 Hz a meno 3 db con 50 mW d'uscita.

Ultimato il cablaggio, peraltro assai semplice grazie al circuito stampato, non vi è bisogno di alcuna regolazione: deve funzionare « ipso facto ».

L'alimentazione è a 9 volt.

È possibile l'alimentazione a 12 volt, tuttavia è necessario portare le due resistenze da 2,2 Ω in serie agli emettitori a 5 Ω e la resistenza da 550 Ω ad un valore tale che l'assorbimento, a vuoto, non sia maggiore di 15 mA. I transistori dello stadio finale vanno debitamente raffreddati. Con 9 volt di alimentazione la dissipazione non è molto alta ed è sufficiente una piastrina apposita che fasci i due transistori. Con 12 volt di alimentazione è necessario fissare a questa piastrina (peraltro già predisposta) una ulteriore piastra di alluminio di 1 mm di spessore di almeno 5×5 cm.

AMPLIFICATORE HI FI STEREOFONICO A TRANSISTORI: 10+10 W

I PARTE

Oggi si parla sempre più insistentemente, tra appassionati di musica leggera o sinfonica, di impianti di riproduzione e di diffusione sonora ad alta fedeltà. Diciamo oggi, perchè l'avvento, non troppo lontano di una vasta ed interessante, nonchè sempre più qualificata, letteratura discografica incisa con il sistema stereofonico, ha ridimensionato il problema dell'alta fedeltà, estendendolo alla moderna stereofonia, sia discografica che radiofonica. Non va dimenticato infatti che la radiostereofonia a modulazione di frequenza, irradiata con un sistema compatibile, è ormai un fatto certo e compiuto anche in Italia.

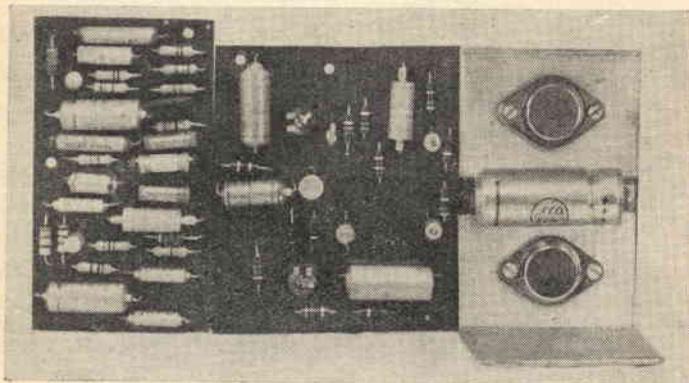



Fig. 1

Certo i transistori, quando impiegati in amplificatori di bassa frequenza ad alta fedeltà, hanno offerto, radicali ed interessanti soluzioni, quando raffrontati con le valvole, quali l'assenza di trasformatori sia per l'inversione di fase che per lo stadio d'uscita, bassa impedenza d'uscita, trascurabile calore prodotto e bassissimo consumo in assenza di segnale di pilotaggio.

Tuttavia i primi circuiti del genere impiegavano nello stadio inversore di fase due transistori complementari, spesso introvabili e peggio ancora, assai poco... complementari.

Oggi, grazie alla Philips, è possibile l'acquisto di una coppia di transistori speculari ad un prezzo ragionevole, ed è perciò realizzabile un amplificatore di alta classe con una spesa che non supera il costo di un trasformatore ad alta fedeltà, necessario in una versione a valvole, e ciò ci sembra assai notevole ed interessante dal punto di vista pratico.

L'amplificatore stereofonico che descriviamo è estremamente semplice e lineare, per cui potrà essere realizzato anche dagli iniziati all'elettronica. Infatti accanto allo schema elettrico abbiamo voluto anche lo schema pratico dei due telaietti stampati, destinati ad accogliere il preamplificatore e lo stadio finale di ogni singolo canale.

È evidente che il complesso potrà essere realizzato solo a metà, qualora si voglia un sistema monofonico.

Fig. 1 - Aspetto di un canale dell'amplificatore stereofonico da 10+10 W.

Fig. 2 - Montaggio dei due amplificatori su un unico telaio.

Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore stereofonico da 10+10 W. È mostrato un solo canale in quanto l'altro è perfettamente simile. Tutte le resistenze sono da 1/2 W.

Schema elettrico dell'amplificatore stereofonico ad alta fedeltà. E' mostrato il solo canale destro. Tutte le resistenze sono da 1/2 W. I due potenziometri da 1 KΩ sono a variazione lineare.

* **Attenzione,** per una disattenzione del disegnatore, è stata ammessa una resistenza da 68 Ω (1/2 W) indicata dall'asterisco e cioè inserita tra il ritorno comune a massa del collettore del transistore AC127 e della base del transistore ASZ18.

L'alimentazione può essere ricavata da una batteria da 24 volt, oppure come da noi indicato, dalla rete, tramite un adeguato alimentatore stabilizzato.

Fig. 2

Queste le principali caratteristiche di un solo canale:

— Potenza d'uscita a 1000 Hz, con distorsione armonica totale inferiore all'1%; 10 W.

— Potenza massima d'uscita: 15 W.

— Risposta in frequenza, lineare da 20÷20.000 Hz ± 1 db a 6 W.

— Sensibilità: 120 mV per 10 W d'uscita a 1000 Hz.

— Corrente assorbita a riposo: 15 mA.

— Corrente assorbita alla massima uscita: 650 mA.

— Controreazione: 20 db.

— Tensione di alimentazione 28÷30 V.

— Controllo di volume.

— Enfasi toni alti e bassi.

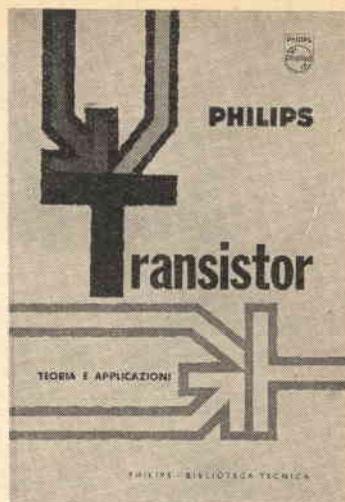
— Transistori impiegati: AC126; AC126; AF118; AC132; AC127; ASZ18; ASZ18; + diodo BA114.

Fig. 3

Si garantisce nel modo più assoluto che le caratteristiche riportate corrispondono a quelle effettive misurate in laboratorio su quattro esemplari realizzati * (continua nel prossimo numero).

* Ringraziamo l'Ing. A. Astolfi per l'assistenza e le misure effettuate dietro nostra richiesta.

QUESTO MAGNIFICO VOLUME

TRANSISTOR, TEORIA E APPLICAZIONI

SARA' VOSTRO, ASSOLUTAMENTE GRATIS INDICANDOLO NELLA CAUSALE DEL VERSAMENTO MENTRE RINNOVATE O SOTTOSCRIVETE L'ABBONAMENTO AD ELETTRONICA MESE.

Un volume, edito dalla Philips, di 300 pagine con numerosi schemi pratici di radioricevitori, preamplificatori ed amplificatori, oscillatori, convertitori, circuti di controllo e circuiti vari, riccamente e finemente illustrato in quadricromia, che esprime il meglio della tercnica più avanzata.

MA RICORDATE - L'offerta è valida fino al 31 Gennaio 1965: non perdete l'occasione di arricchire le vostre conoscenze - 300 pagine di interessantissimi argomenti e **12 NUMERI DI ELETTRONICA MESE** la rivista che vi offre il meglio dal mondo dell'elettronica nelle sue aggiornatissime recensioni e le collaborazioni più qualificate del mondo dell'elettronica - **Abbonarsi è semplice e costa solo 2.300 lire.**

Il nostro c/c. Postale è 8/1988 intestato a **Gandini Antonio Editore,** Via Centotrecento 22/A. Bologna.

ATTENZIONE PER FAVORE

Tutti coloro che desiderano l'indice generale e per argomenti delle annate 1961, 1962, 1963 di Elettronica Mese (già Settimana Elettronica) può farne richiesta alla Nostra Redazione. Via Centotrecento 22, entro il 31 Gennaio 1965

Esso vi verrà inviato gratuitamente purchè indichiate chiaramente Nome e Cognome ed indirizzo ed inviate compilato, il qui riportato tagliando.

TAGLIANDO PER RICEVERE GRATUITAMENTE L'INDICE 1961-62-63 di Elettronica Mese

Nome ....**Cognome** ....

Via ....**Città** ....

età .... **professione** ....

ARGOMENTI PREFERITI:

- ☐ Attualità elettroniche
- ☐ Telecomandi
- ☐ Ricezione
- ☐ Trasmissione
- ☐ Angolo del principiante
- ☐ Surplus

Argomenti non puramente elettronici come:

- ☐ Elettrotecnici
- ☐ Modellismo
- ☐ Cibernetica

LIMITAZIONE DELLA CORRENTE DI SOVRACCARICO NEI RADDRIZZATORI DI POTENZA AL GERMANIO ED AL SILICIO

(Per gentile concessione della THOMSON ITALIANA, Paderno Dugnano - Milano).

Due sono i metodi suggeriti. Il primo, applicabile solamente ai raddrizzatori al silicio, consente di determinare il valore della resistenza di protezione e di dimensionare il filtro capacitivo, noti la c.c. e la tensione raddrizzata in uscita, di un circuito a semionda, ad onda completa o duplicatore di tensione. Il secondo, valido per raddrizzatori al germanio ed al silicio, consente l'uso di una resistenza di protezione di valore inferiore, ma comporta la conoscenza « a priori » del valore della capacità di ingresso del filtro e della tensione di alimentazione.

Tra i parametri che caratterizzano il funzionamento di un raddrizzatore di potenza v'è il valore di corrente media max che esso può sopportare senza danneggiarsi.

E' tuttavia possibile applicare ad esso, per un tempo assai breve, delle correnti di sovraccarico di valore assai più elevato di quello della corrente media max, senza per questo distruggere il raddrizzatore, purchè siano prese alcune precauzioni — illustrate in questo articolo.

In condizioni di funzionamento continuo, esiste uno stato di equilibrio tra la potenza dissipata all'interno della giunzione e la potenza dissipata all'esterno per conduzione del contenitore. In regime transitorio invece, l'energia dissipata sotto forma di calore all'interno della giunzione per un impulso di corrente della durata di alcuni millisecondi, non ha il tempo di essere trasferita all'esterno, per cui l'aumento di temperatura alla giunzione risulta maggiore.

La potenza massima, (dipende dall'ampiezza e dalla durata dell'impulso) sopportabile dal valore di temperatura massima tollerata dalla giunzione.

Di conseguenza un impulso di corrente comportante una potenza dissipata nella giunzione di 200 W, applicato per la durata di 0,1 ms (1), produrrà il medesimo aumento di temperatura della giunzione che sarebbe provocato da un impulso di corrente comportante una potenza dissipata di 20 W, applicato per 1 ms. Pertanto si spiega come nelle caratteristiche il valore di corrente max. tollerato sia sempre riferito ad un impulso avente una certa durata.

La fig. 1 mostra quale sia, in funzione di una prefissata

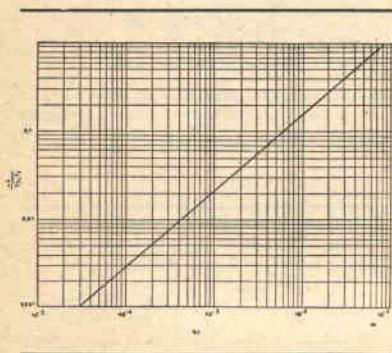



Fig. 1

Fig. 1 - Grafico che permette di determinare la massima corrente impulsiva, della durata riportata in ascissa, in funzione della corrente media massima tollerata dal raddrizzatore.

(1) ms = millisecondo, 0,001 secondo; ns = microsecondo, 0,000001 secondo.

corrente media max. di sovraccarico e per una certa temperatura esterna dell'involucro (supposta di 25°C), il valore istantaneo di corrente che può essere applicato da un impulso avente la durata segnata in ascissa.
L'ordinata di sinistra dà il valore della corrente di sovraccarico massima istantanea. Si impiegherà questa scala solamente quando la durata del sovraccarico è inferiore a quella del semiperiodo del segnale alternato di alimentazione, *il che avviene quando si fa uso di filtro di spianamento ad ingresso capacitivo.*
L'ordinata di destra mostra invece il valore della corrente di sovraccarico media massima nel caso di un carico resistivo od induttivo per circuito monofase o trifase. Si utilizzerà questa scala quando la durata del sovraccarico supera quella del semiperiodo del segnale alternato di alimentazione. E' facile notare come, più il sovraccarico è grande (corrente elevata), più la durata del medesimo deve essere breve, ed inversamente.
Suggeriamo ora un metodo che permette di ridurre, se si conosce *a priori* il valore della capacità di ingresso del filtro, il valore della resistenza di protezione (Rs) in modo tale che essa provochi una variazione della tensione di uscita fornita dal raddrizzatore quanto più piccola possibile al variare della corrente assorbita dal carico.

LIMITAZIONE della CORRENTE di SOVRACCARICO CON FILTRO ad INGRESSO CAPACITIVO

Nella fig. 2 è riportato un tipico circuito raddrizzatore a semionda. Rs è la resistenza di protezione contro l'extracorrente di carica del condensatore di filtro all'atto della chiusura dell'interruttore. Tale resistenza deve perciò avere il valore *più basso* possibile.
E' dunque consigliabile scegliere un raddrizzatore non in funzione della corrente di carico a regime, ma in funzione della corrente di sovraccarico che dovrà sopportare per un certo tempo.
Si tenga presente che, nei circuiti a semionda, il raddrizzatore è sottoposto ad una tensione di picco eguale a due volte la tensione massima di ingresso. Nei circuiti raddrizzatori a ponte invece la tensione massima applicata ad ogni raddrizzatore corrisponde alla sola tensione massima di ingresso. I grafici delle figg. 3, 4 e 5 consentono di determinare Rs e C nei circuiti raddrizzatori a semionda, ad onda intera e duplicatori di tensione. Le curve rappresentano, nei tre casi, la variazione del rapporto Is/Io in funzione della costante di tempo Rs C per differenti valori di rendimento del raddrizzatore espressi in percento, ove Io è il valore della corrente continua di uscita ed Is la corrente di sovraccarico.

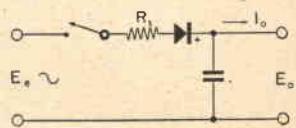



Fig. 2

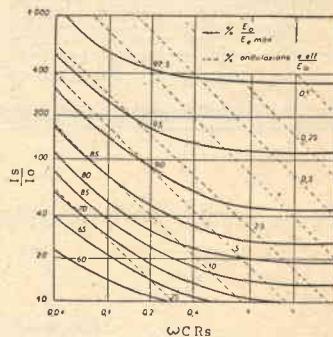



Fig. 3

Fig. 2 - Circuito tipico di raddrizzatore a semionda.

Fig. 3 - Grafico che fornisce i valori degli elementi di calcolo di Rs e C per un circuito raddrizzatore a semionda.

Ricordiamo che il rendimento di un raddrizzatore si esprime con:

$$\eta = E_o/E_{e\ max}$$

ove E_o indica la tensione continua di uscita ed $E_{e\ max}$. la tensione massima di entrata.

Nelle figg. 3, 4 e 5, le linee tratteggiate indicano il rapporto in percento tra la tensione efficace e_{eff} di ondulazione e la tensione continua di uscita E_o:

$$\eta_{ond} = e_{eff}/E_o$$

Sulle ascisse di questi grafici sono riportati i valori ω RsC, dove Rs è la resistenza di protezione (in ohm) e C la capacità di ingresso del filtro (in farad). Si ha approssimativamente:

$$Is/Io \simeq R_L/Rs$$

ove R_L indica la resistenza di carico ed Rs la resistenza di protezione, Is la corrente di sovraccarico, Io la corrente continua di uscita.

Poichè $R_L = Eo/Io$ si ha:

$$R_s = E_{n\ max}/I_s$$

Conviene quindi, allo scopo di ottenere il massimo rendimento, scegliere un valore di corrente di sovraccarico quanto più elevato possibile, compatibilmente col tipo di raddrizzatore usato ed alla durata ammissibile del sovraccarico.

Indipendentemente dal tipo di raddrizzatore usato, è possibile conseguire il miglior risultato di raddrizzamento allorchè il prodotto $\omega R_s C$ risulta eguale a 0,4.

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 4 - Grafico che fornisce i valori degli elementi di calcolo di Rs e C per un circuito raddrizzatore ad onda piena.

Fig. 5 - Grafico che fornisce i valori degli elementi di calcolo di Rs e C per un circuito duplicatore di tensione.

CALCOLO DEL FILTRO CAPACITIVO

Calcolo del filtro capacitivo.

In generale si conoscono a priori i valori desiderati della tensione e della corrente di uscita. Anche il rendimento può essere fissato:

$$\eta\ \% = (E_o/E_{e\ max}) \times 100$$

Si conosce pure la frequenza del segnale da raddrizzare, per cui il filtro verrà calcolato nel modo seguente:

1) Determinare E_o, I_o, η ed ω (normalmente noti).

2) Con i diagrammi delle figg. 3, 4 e 5 scegliere, in base al circuito raddrizzatore, il valore di I_s/I_o per $\omega R_s C = 0{,}4$ ed il rendimento voluto.

3) Nota I_s, si sceglie, in base alla fig. 1, ed alla frequenza del segnale, il tipo di raddrizzatore da usare.

4) Tenendo conto del rendimento η si calcolerà la tensione massima applicata all'ingresso sapendo che $E_{e\ max} = E_o/\eta$, da cui $E_{o\ eff} = 0{,}7\ E_{e\ max}$ nel caso di segnale di alimentazione sinusoidale.

5) Si calcola R_s sapendo che:

$$R_s = E_{e\ max}/I_s$$

6) Conoscendo R_s si calcola C sapendo che:

$$C = T_s/R_s \text{ cioè } C = 0{,}4/\omega\ R_s$$

ove T_s è la costante di tempo del sovraccarico il cui valore è stato ricavato con l'aiuto della fig. 1 in base al tipo di raddrizzatore impiegato ed alla corrente di sovraccarico istantanea già calcolata.

7) In base ai diagrammi di fig. 3, 4 e 5 si calcola la percentuale di ondulazione.

Osservazione: Si potrà ridurre la percentuale di alternata sull'uscita spostandosi verso destra sull'asse delle ascisse nei diagrammi anzidetti. Ciò infatti corrisponde all'uso di una maggiore capacità di filtraggio ma anche ad una corrente di sovraccarico più debole e quindi ad una resistenza di protezione R_s più grande, per cui l'impedenza interna dell'alimentazione risulterà aumentata con dannose conseguenze per la stabilità.

Qualche esempio di calcolo:

Circuito raddrizzatore a semionda.

Si ponga $E_o = 180$ V; $I_o = 130$ mA; $\eta = 90\%$.

Riferendoci alla fig. 3, per $\omega\ R_s\ C = 0{,}4$ e per $\eta = 90\%$, si trova $I_s/I_o = 150$, da cui $I_s = 150\ I_o = 150 \times 130 \times 10^{-3}$ A = 20 A.

Per una frequenza del segnale di 50 Hz, e per una temperatura esterna dell'involucro del raddrizzatore di 25 °C sceglieremo, in base alla fig. 1, un raddrizzatore in grado di fornire una corrente raddrizzata media massima di 1 A. Si calcola in seguito la tensione alternata massima di entrata, la quale risulta essere. $E_{e\ max} = E_o/0{,}9 = 180/0{,}9 = 200$ V.

Il raddrizzatore risulta sottoposto, in quanto il circuito è a semionda, ad una tensione inversa di 2 E_{max} pari a 400 V. Sceglieremo pertanto un raddrizzatore capace di sopportare una tensione inversa di 400 V e di fornire una corrente media max di 1 A con un sovraccarico di 20 A (con $\omega\ R_s C = 0{,}4$).

La tensione efficace di ingresso risulta essere:

$$E_{e\,eff} = E_{max} \times 0{,}7 = 200 \times 0{,}7 = 140 \text{ V.}$$

La resistenza di protezione risulta avere il valore:

$$R_s = E_{max}/I_s = 200/20 = 10 \text{ ohm.}$$

Il valore della capacità di ingresso risulta:

$$C = \frac{0{,}4}{\omega R_s} = \frac{0{,}4}{2\pi \times 50 \times 10} = \frac{0{,}4}{100\,\pi \times 10}$$

$$C\,(\mu F) = \frac{10^6 \times 0{,}4}{10^3\,\pi} = \frac{10^3 \times 0{,}4}{\pi} = \frac{400}{\pi}$$

$$C\,(\mu F) = 130\ \mu F$$

Riferendosi al diagramma di fig. 3, per $\omega R_s C = 0{,}4$ e $I_s/I_o = 150$ si trova un valore di ondulazione in uscita del 3%.

Se si rifanno i calcoli in modo da ottenere una ondulazione in uscita avente entità minore (ad esempio dell'1%) si riscontra un valore di resistenza di protezione maggiore (15 ohm) ed un valore di capacità di ingresso maggiore 420 µF. Ciò è del resto facilmente intuibile dal punto di vista fisico.

Si può anche constatare che una diminuzione del rendimento ($\eta = 80\%$) porta ad una resistenza di protezione di valore maggiore ($R_s = 32$ ohm) e ad una capacità di ingresso minore ($C = 40$ µF).

Fig. 6

Fig. 6 - Circuito tipico di duplicatore di tensione.

Circuito raddrizzatore duplicatore di tensione.

Riprendiamo il primo esempio, supponendo di effettuare ora un montaggio del tipo duplicatore di tensione secondo lo schema di fig. 6. Avremo in tal caso $E_o = 360$ V, $I_o = 130$ mA e $\eta = 180\%$, infatti all'uscita di ciascun raddrizzatore abbiamo $E_o/2$ con la stessa intensità I_o.

La resistenza di protezione deve essere la stessa di quella dell'esempio I e cioè $R_s = 10$ ohm. Si verifichi ciò attraverso il diagramma di fig. 5. Con $\eta = 180\%$, $\omega R_s C$ 0,4 otteniamo dalla fig. 5:

$$\frac{I_s}{I_o} \qquad \begin{array}{l} I_s = 150\ I_o \\ I_s = 150 \times 130 \times 10^{-3} \text{ A} \\ I_s = 20 \text{ A} \end{array}$$

La tensione massima di ingresso è:

$$E_{e\,max} = E_o/\eta = 360/1{,}80 = 200 \text{ V}$$

La resistenza di protezione è:

$$R_s = E_{e\,max}/I_s = 200/20 = 10 \text{ ohm}$$

che eguaglia infatti il valore trovato nel primo esempio.
La tensione efficace di ingresso è:

$$E_{e\,eff} = 0,7\ E_{e\,max} = 140 \text{ V}$$

La capacità di ingresso, per ogni raddrizzatore, è la medesima dell'esempio I, cioè $C = 130\ \mu F$. L'ondulazione non è più del 3%, ma risulta dimezzata e pari all'1,5%.

Circuito raddrizzatore ad onda piena a ponte.

Si prefissi $E_o = 125$ V, $I_o = 270$ mA, η 90%.
Riferendoci al diagramma di fig. 4 si ottiene, per $\eta = 90\%$ e $\omega R_s C = 0,4$: $I_s/_o = 75$ da cui:

$$I_s = 75\ I_o = 75 \times 270 \text{ mA} = 20 \text{ A.}$$

La tensione massima di ingresso è:

$$E_{e\,max} = E_o/\eta = 125/0,9 = 140 \text{ V.}$$

Riferendoci al diagramma di fig. 1, si sceglierà un raddrizzatore capace di erogare una corrente media max di 1A con una tensione inversa di 140 V. Nel montaggio a ponte infatti, ogni diodo è sottoposto ad una tensione inversa pari alla sola tensione max di entrata. La resistenza di protezione per tale circuito ha come valore:

$$R_s = E_{e\,max}/I_s = 140/20 = 7 \text{ ohm.}$$

La capacità di ingresso del filtro ha per valore:

$$C = \frac{0,4}{\omega R_s} = \frac{0,4}{2\pi \times 50 \times 7} = \frac{0,4}{100\pi = 7}$$

$$C = 180\ \mu F.$$

L'ondulazione in uscita è del 3%.

Fig. 7

Fig. 7 - Circuito tipico di raddrizzatore ad onda piena a ponte.

Calcolo della resistenza di protezione minima nei circuiti raddrizzatori monofasi.

Abbiamo precedentemente visto, in alcuni esempi di calcolo, che la resistenza di protezione di raddrizzatori collegati ad un filtro di spianamento ad ingresso capacitivo veniva calcolata dividendo il valore della tensione di picco di alimentazione per la corrente di sovraccarico massima

Segnalazione di Brevetti

67 IC 3433 -
Circuito per generare tensioni di deviazione per deviare fasci di elettroni di un tubo a raggi catodici in risposta a dei segnali di entrata a cifre.
A.B. Dick Company.

69 IT 0733 -
Cassetti intercambiabili perfezionati per apparecchi elettronici.
Commisariat à l'Enargie Atomique.

72 IC 1133 -
Dispositivo elettronico antifolgore per protezione antiinfortunistica contro i pericoli di folgorazione elettrica.
Misto Torquato.

75 IC 1133 -
Dispositivo per la decodificazione elettronica di una sequenza di frequenze, specialmente adatto per ponti-radio mobili e per impianti ricerca persone.
Siemens S.p.A.

77 IC 3533 -
Selettore cercatore elettronico, servente a scegliere uno fra i più dispositivi di commutazione, individuato a mezzo di un potenziale di marcatura, particolarmente adatto per impianti di telecomunicazione, specie per centrali telefoniche automatiche.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft

79 IC 2633 -
Dispositivo di controllo elettronico per saldatrici elettriche a resistenza.
La Soudre Electrique Landquepin.

55 IC 9533 -
Dispositivo elettronico di paragone di due grandezze.
Electricité de France Service National.

56 IC 1633 -
Dispositivo selettore automatico elettronico particolarmente per macchine utensili.
Cimat - Costruzioni Italiane Macchine Attrezzi Torino S.p.A.

58 IC 2133 -
Perfezionamento nelle calcolatrici elettroniche.
Hegan Chemicals and Controls Inc.

59 IC 3533 -
Sistema riproduttore o stampatore di informazioni per macchine elettroniche e calcolatrici adottante tale sistema stampatore.
Sperry Rand Corporation.

Chi desidera copia dei sopra citati brevetti può rivolgersi all'Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti.

« ING. A. RACHELI & C. »
Viale San Michele del Carso, 4
MILANO (Italia)
Tel. 46.89.14 - 48.64.50.

tollerabile dal raddrizzatore per 1,3 ms ($\omega R_s C = 0{,}4$).
Tale valore di resistenza così ricavato risulta in pratica troppo elevato. E' tuttavia possibile diminuire tale valore se si conoscono, a priori, quelli della tensione di alimentazione $E_{e\,eff}$ e della capacità di ingresso del filtro.
Le variabili da cui dipende la scelta del valore della resistenza di protezione sono: la tensione di alimentazione, il valore della capacità di ingresso del filtro e la tenuta del diodo ai sovraccarichi. Quest'ultimo parametro può essere espresso, per una alternanza o meno del segnale di alimentazione, come la quantità massima di calore che il raddrizzatore può generare senza autodistruggersi (i^2T in A/sec.).

Tipo di raddrizzatore	Valore di i^2T
1 N 91, 1 N 92, 1 N 93 1 N 151, 1 N 152, 1 N 153	2,6 $A^2 \times 1$
11 J 2, 12 J 2, 13 J 2, 14 J 2, 15 J 2 1 N 536, 1 N 537, 1 N 538, 1 N 539 1 N 540, 1 N 1095, 1 N 1115, 1 N 1116 1 N 1117, 1 N 1118	0,93 A^2 sec.

La tensione di alimentazione (in volt) e la capacità di ingresso (in farad) sono determinate dal circuito.
L'unico parametro variabile risulta il valore di i^2T il quale varia col tipo di diodo raddrizzatore. I valori riportati nella tabella che segue possono essere usati con sicurezza per determinare il valore della resistenza di protezione.
Nel calcolo, occorre maggiorare la tensione di alimentazione di un 10-15% per tenere conto delle fluttuazioni di rete. Trovato il valore di R_s occorre da questo detrarre il valore della resistenza del trasformatore e di tutte le resistenze che possono trovarsi a monte della capacità di ingresso del filtro. La parte restante sarà quella da includersi realmente nel circuito.
Tale resistenza deve poter dissipare una potenza circa 5 volte superiore a quella determinata dal semplice prodotto $R_s I_0^2$, ciò per tener conto della corrente di picco da cui è attraversata, per brevi frazioni del semiperiodo del segnale di alimentazione.
Si tenga presente che, in molte applicazioni, la resistenza totale posta in serie ed a monte del condensatore di ingresso, dovuta al trasformatore, al raddrizzatore ed al cablaggio risulta spesso sufficiente a coprire l'intero valore R_s per cui non è necessario introdurre appositamente alcun resistore addizionale.

AMPLIFICATORE FINALE DA 4 W A 200 MHz

di W. E. Elezander della S.G.S. Agrate, Milano.

Introduzione.

Potenze d'uscita da 3 a 5 W nella banda VHF non sono troppo difficili da ottenere usando la tecnica qui descritta assieme ai transistori epitassiali planari al silicio, tipo 2N2884. Questo transistore di dimensioni assai ridotte è un assieme di più transistori ad alto guadagno connessi in parallelo in un unico agglomerato a formare un dispositivo altamente efficiente per amplificatori ed oscillatori di potenza nella banda V.H.F.

L'amplificatore che si descrive impiega una coppia di 2N2884 e fornisce una potenza d'uscita di circa 5 W a 200 MHz. Con 4 W d'uscita il guadagno in potenza tipico è da 5 a 7 db. Con transistori selezionati è possibile ottenere una potenza d'uscita di 6 W.

In fig. 1 è lo schema elettrico dell'amplificatore in oggetto. I due transistori 2N2884 lavorano in classe C in una configurazione ad emettitore a massa.

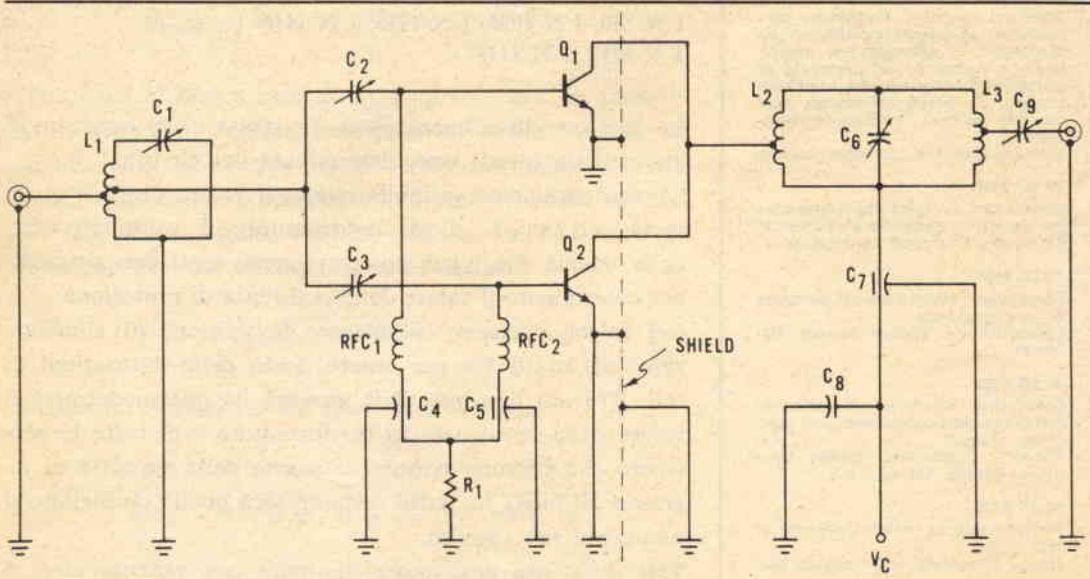



Fig. 1

La polarizzazione separata delle due basi è ottenuta mediante due impedenze d'arresto e due condensatori di by-pass, e quindi in comune tramite la resistenza R1.

La polarizzazione è dovuta alla rettificazione di base, ed una tensione da 1 a 1,2 volt garantisce un'ottima efficienza con 4 W d'uscita.

Poichè l'autopolarizzazione è una funzione del guadagno in corrente continua, il valore di R1 deve essere determinato sperimentalmente.

Le basi sono eccitate tramite due condensatori variabili in

modo da adattare l'impedenza d'ingresso delle basi stesse. Una lunghezza eccessiva di questi due condensatori oppure una polarizzazione eccessiva possono provocare facilmente auto-oscillazioni.

Poichè le impedenze del circuito sono piuttosto basse, è estremamente importante tenere i collegamenti il più breve possibile.

Il circuito d'uscita consiste in due bobine con presa intermedia collegate in parallelo attraverso il condensatore di sintonia. Vi sono diverse ragioni per preferire questo circuito piuttosto che il classico circuito a p greca.

Analizzando il circuito si osserva che alle alte frequenze è simile al circuito a p greca.

L'attenuazione delle basse frequenze è considerevolmente migliore.

Per frequenze superiori a 100 MHz le due bobine sono molto più semplici da realizzare piuttosto che il p greco. La mutua induttanza tra le due bobine non è critica.

Alla piena uscita la seconda armonica fu misurata attenuata di 40 db. La larghezza di banda dell'amplificatore entro 3 db è 17,5 MHz. Fu tentata la neutralizzazione dell'amplificatore, ma il valore dell'aumento di rendimento non giustifica la complessità del circuito.

Taratura dell'amplificatore.

La taratura è molto facile e si realizza applicando l'alimentazione e quindi portando alla risonanza i circuiti di entrata e di uscita mediante un grid-dip meter. I condensatori di adattamento d'impedenza C2 e C3 vanno portati a metà capacità. Il condensatore d'uscita C9, quasi alla massima capacità.

Fig. 1. - Schema elettrico dell'amplificatore da 4 W per 200 MHz.

Note al circuito.

C1 = 1,8 ÷ 13 pF.

C2; C3; C6; C9 = 8 ÷ 60 pF.

C4; C5; C7 = 500 pF, passante a mica.

C8 = 0,01 μF a disco.

L1 = 3 spire; filo 1 mm; diametro avvolgimento 5 mm; lunghezza avvolgimento 6,5 mm; prese a 1/2 spira per l'ingresso e 1,25 spire per l'uscita.

L2 = 3 spire; diametro avvolgimento 11 mm; lunghezza avvolgimento 12 mm; presa a 1,5 spire.

L3 = L2; presa a 2,5 spire.

RFC1 = RFC2 = 0,1 μH con schermo in ferrite (ferroxcube K5 00100/38).

R1 = circa 50 Ω (vedi testo).
Q1 = Q2 = 2N2884.

Fig. 2. - Potenza input e output al variare della tensione di collettore.

Fig. 3 - Potenza d'uscita e efficienza.

Fig. 4 - Guadagno e potenza d'uscita.

Fig. 5 - Potenza d'uscita al variare della tensione di collettore.

Quindi si applica all'ingresso 0,5 W e si sintonizzano tutti i circuiti per la massima uscita. Si osserverà che la massima efficienza si ottiene sintonizzando accuratamente C9.
La taratura migliore si esegue osservando la corrente di collettore e la potenza d'uscita. Si potrà infine applicare la massima potenza e procedere ad una nuova ritoccatina dei circuiti accordati.
Le curve di fig. 2, 3, 4 e 5 mostrano le prestazioni dell'amplificatore ottenibili con una coppia di transistori 2N2884. Il guadagno minimo garantito per un solo transistore 2N2884 è 5,5 db a 1,75 W d'uscita, a 25 °C e con Vce = 15 volts.
In fig. 2 è mostrata la potenza d'ingresso e di uscita per tensioni di collettore di 12,5; 15,0; 17,5 V.
In fig. 3 è mostrata l'efficienza alle diverse tensioni e in fig. 4 è mostrato il guadagno e la potenza d'uscita. In fig. 5 è mostrato il variare della potenza d'uscita al variare della tensione di collettore.
Per tracciare queste curve furono impiegate potenze input di 0,5, 1,0, 1,5 W.
Il guadagno massimo e la massima potenza si ottengono con 20 volts di collettore, tuttavia questo valore non è consigliabile in quanto non esiste un sufficiente margine di garanzia di dissipazione. ⊙

indice generale 1964

6

7

8

indice alfabetico analitico

ALIMENTATORI ED ALIMENTAZIONE

ALTA FREQUENZA

ANTENNE

BASSA FREQUENZA

NOTE DI REDAZIONE E CRONACHE, RUBRICHE VARIE

RICETRASMETTITORI

RICEVITORI

STRUMENTI DI MISURA

SURPLUS

TABELLE - ABAGHI - CORRELAZIONI

TRASMETTITORI